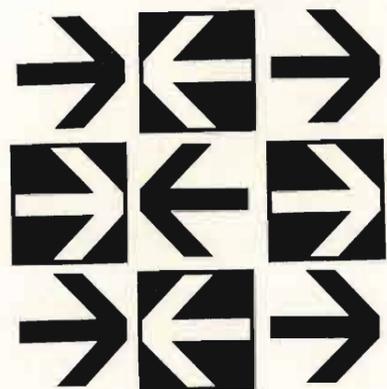
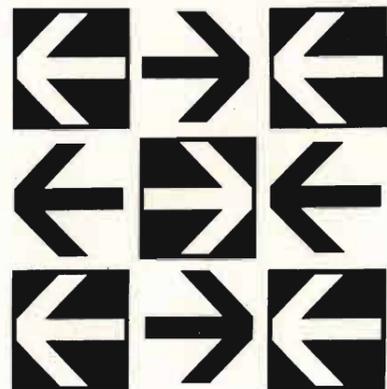
# ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

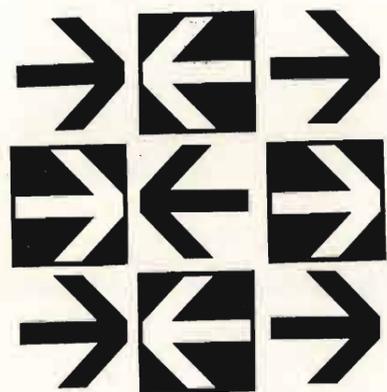
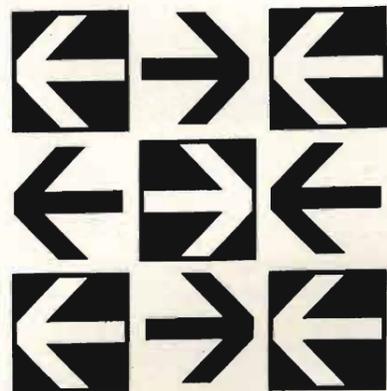
A CURA DELLA RAI E DELLA STET - EDIZIONI ERI - ANNO XXI - NUMERO 6 - 1972 - L. 500

Torre che sostiene, a oltre 50 metri dal suolo, le antenne riceventi VHF ed UHF a Monza (art. a pag. 211).

**SIP** Società Italiana per l'Esercizio Telefonico p. a.

le reti di telecomunicazioni per la elaborazione elettronica a distanza

SER
VI
ZIO
TRAS
MIS
SIONE
DATI

■ Scambio di informazioni a distanza ad alta velocità tra elaboratori e terminali per dati

■ Configurazione dei collegamenti secondo le diverse esigenze elaborative dell'utenza

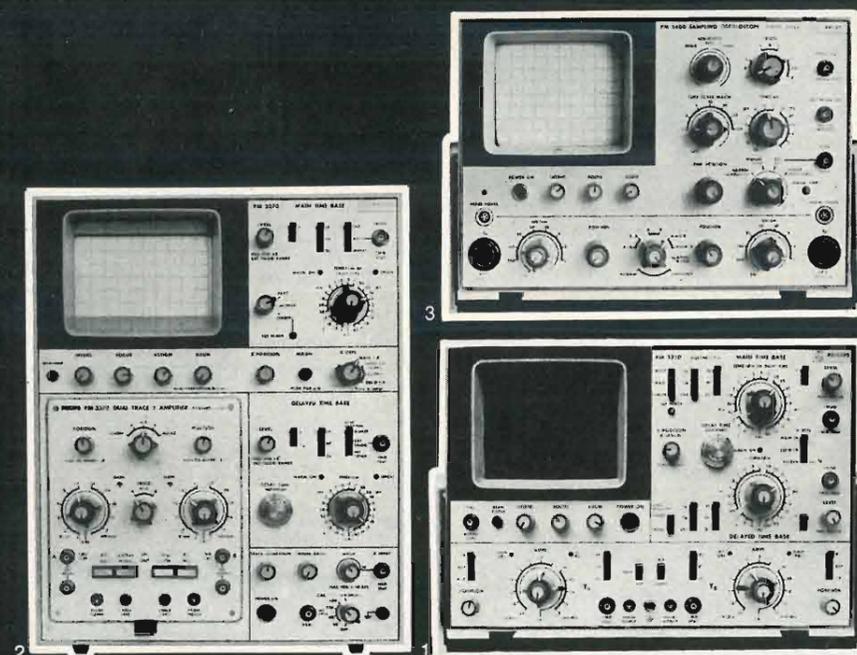
■ Elaboratori di grande potenza raggiungibili ovunque istantaneamente da più utilizzatori

SER
VI
ZIO
TRAS
MIS
SIONE
DATI

le sedi della SIP sono a disposizione dell'utenza per
informazioni preventivi progetti

TM 2

# PHILIPS

3

2

1

## TRACCE DI SUPERIORITÀ

Questa è solo una piccola parte della vasta gamma di strumenti elettronici di misura Philips.

1 PM 3250: 0-50 MHz; 2 mV/cm (200 µV/cm a 5 MHz); compensazione automatica della deriva; originale circuito di trigger.

2 PM 3370: 0-150 MHz; 1 mV/cm; ingressi ad 1 MΩ oppure 50Ω; presentazione simultanea del segnale intensificato ed espanso; cassetti ad alta sensibilità, a quattro tracce, analizzatore di spettro ecc.

3 PM 3400: oscilloscopio sampling con 200 ps di tempo di salita; 1 mV/cm (400 µV/cm scalibrato); unico comando di sincronismo per tutta la gamma di frequenza; campionatura sequenziale con bassissimo rumore; linee di ritardo incorporate.

Servizio Assistenza, Sala dimostrativa, Uffici Commerciali, sono presso la nuova sede di Monza.

PHILIPS S.p.A. - Sezione PIT/TM
Viale Elvezia 2 - 20052 MONZA
Tel. (039) 361.441/5 - 360.364/6 - 360.383/4 - Telex 35290

Filiali: Padova, Torino, Genova, Bologna, Roma, Cagliari, Palermo

# ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

NUMERO 6 ANNO XXI
NOVEMBRE DICEMBRE 1972
DA PAGINA 205 A PAGINA 240

RIVISTA BIMESTRALE A CURA DELLA RAI E DELLA STET

DIRETTORE RESPONSABILE
GIUSEPPE DILDA

COMITATO DIRETTIVO
G. CASTELNUOVO, D. FARO, R. VAUDETTI, A. SARTORIO

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE
10121 TORINO
VIA ARSENALE, 41 - TELEF. 57-101

*Concessionaria esclusiva della pubblicità:*
COMPAGNIA INTERNAZIONALE PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA PISONI, 2 - TEL. 652-814/15/16
TORINO, VIA BERTOLA, 34 - TELEFONO 57-53

*Sommario:* *pagina*



La torre illustrata in copertina sorge a circa 200 metri dall'edificio principale del Centro di Controllo della RAI di Monza, a cui è collegata con un cavo coassiale a bassa perdita. Tale torre sostiene, ad oltre 50 metri dal suolo, l'incastellatura girevole sulla quale sono montate varie antenne VHF ed UHF per gli ascolti, l'individuazione e le misure di frequenza delle stazioni (art. a pag 211).

UNA COPIA L. 500 (ESTERO L. 600)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 2500 (ESTERO L. 3500)
VERSAMENTI ALLA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO - C. C. POSTALE N. 2/37800
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

# MASCHERAMENTO DEGLI SCROSCI VIDEO DA NASTRO

## NELLA RIPRODUZIONE DI SEGNALI A COLORI CODIFICATI PAL E SECAM

MAURIZIO ARDITO, GIANFRANCO BARBIERI (*)

*SOMMARIO — Si considerano i problemi connessi con il mascheramento degli scrosci video da nastro (dropouts) in presenza di segnali a colori codificati nei sistemi PAL e SECAM e si propone lo schema di un circuito che, in seguito a indagini di carattere soggettivo e in base a valutazioni pratiche, si rivela essere il più adatto per mascherare tali scrosci, sia nel sistema PAL, sia nel sistema SECAM. Infine si espongono alcuni criteri sulla scelta del punto più idoneo di un registratore video magnetico (RVM) per l'inserimento di tale circuito.*

*SUMMARY — **Dropout compensation in PAL and SECAM coded colour signals.** The problems connected with the dropout compensation in the presence of PAL and SECAM coded colour signals are considered and according to subjective investigations and to practical assessments, a circuit is proposed which seems to be the most suitable to operate both in the PAL and SECAM systems. Finally, the choice of the most proper insertion point in the VTR is discussed.*

### 1. Introduzione.

Il deterioramento dell'immagine televisiva causato dalla presenza di scrosci video dovuti al nastro magnetico (dropouts) costituisce uno dei problemi più rilevanti nella riproduzione dei programmi registrati. È noto, infatti, che una imperfezione superficiale dell'ossido derivante da difetti di fabbricazione o da incuria nella conservazione della bobine, produce, in sede di riproduzione, una istantanea attenuazione della radiofrequenza (bibl. 1, 2). Tale attenuazione si manifesta sull'immagine, sotto forma di uno scroscio il cui aspetto visibile dipende dalle caratteristiche del sistema di riproduzione.

Generalmente il complesso dei circuiti di demodulazione viene progettato in modo che, in presenza di uno scroscio, la radiofrequenza sia commutata su una frequenza fissa corrispondente al livello di luminanza del nero; infatti è risultato sperimentalmente che in questa condizione si ha il minor fastidio per l'utente.

Quasi tutti i registratori moderni sono tuttavia equipaggiati di un circuito che provvede automaticamente a sostiuire l'informazione mancante a causa dello scroscio con una informazione analoga immagazzinata in una opportuna memoria. In pratica la memoria è costituita da una linea di ritardo avente un ritardo pari al periodo di una riga video e l'ordine di sostituzione di informazioni viene impartito da un rivelatore di scroscio il quale discrimina il livello della radiofrequenza proveniente dalle testine di riproduzione e genera un impulso ogni qualvolta la suddetta radiofrequenza scende al disotto di una determinata soglia.

L'efficienza di un siffatto sistema dipende ovviamente dalle modalità con cui esso viene in pratica attuato, tuttavia è evidente che esso può funzionare correttamente soltanto con segnali in cui, mediamente, il grado di correlazione fra righe vicine è abbastanza elevato. Con segnali a colori, invece le caratteristiche del sistema di codifica, sia esso PAL o SECAM, sono tali che le informazioni di crominanza appartenenti a righe contigue non possono essere utilizzate l'una per surrogare l'altra e pertanto è necessario che il dispositivo di memoria sia predisposto, almeno per quanto concerne la crominanza, per ritardare il segnale di un periodo corrispondente alla durata di due righe video.

Questa considerazione rende evidente la opportunità di trattare separatamente il segnale di luminanza e quello di crominanza; infatti il ritardare anche la luminanza di 128 μs (due righe) comporterebbe una inutile riduzione della definizione verticale in presenza di scrosci. Questo è uno dei motivi per cui è preferibile che il funzionamento del circuito di mascheramento avvenga in videofrequenza e non in radiofrequenza come è stato realizzato per segnali monocromatici, in alcuni tipi di RVM.

La compensazione in videofrequenza offre inoltre altri sostanziali vantaggi: la commutazione tra segnale diretto e segnale ritardato può essere effettuata senza produrre sull'immagine transitori visibili anche impiegando circuiti relativamente semplici; inoltre il ritardo esistente tra segnale in radiofrequenza e segnale in videofrequenza, introdotto dai circuiti di demodulazione e dai vari accessori attraverso i quali transita il segnale può essere sfruttato per anticipare la commutazione ed assicurare così che la compensazione dello scroscio inizi qualche istante prima e termini qualche istante dopo il presentarsi del disturbo.

È opportuno, infine, ricordare che operando direttamente in radiofrequenza le linee di ritardo attualmente reperibili non hanno larghezza di banda sufficiente.

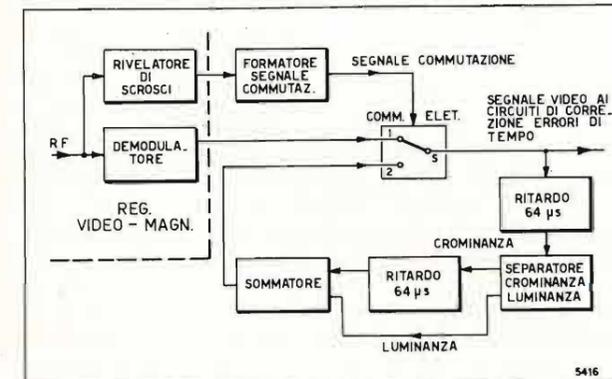
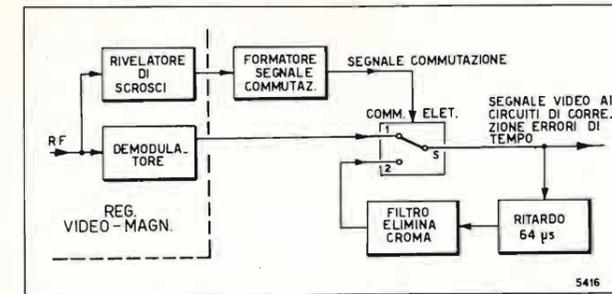
Per quanto concerne il trattamento dei segnali codificati PAL, i sistemi di compensazione più efficienti sono sostanzialmente due e differiscono per il modo con cui viene surrogato il tratto di segnale affetto da scroscio. Nel primo sistema gli si sostituisce la sola informazione di luminanza che gli corrisponde nella riga precedente; in virtù del meccanismo di funzionamento del decodificatore PAL, il segnale di crominanza risulta dimezzato sia sulla riga su cui è avvenuto il mascheramento dello scroscio, sia su quelle immediatamente adiacenti (bibl. 1). Nel secondo, il segnale di sostituzione è costituito dalla informazione di luminanza ritardata di una riga e da quella di crominanza ritardata di due righe.

Con segnali codificati SECAM non è possibile effettuare il mascheramento dello scroscio sostituendo l'informazione di crominanza nel solo tratto di segnale disturbato poiché, a causa della modulazione di frequenza con cui viene codificata la crominanza, tale operazione fa inevitabilmente nascere dei transitori di commutazione che possono raggiungere la durata di alcuni microsecondi e pertanto risultano altrettanto fastidiosi che gli scrosci stessi (bibl. 3). Per lo stesso motivo non è possibile adottare la soluzione, già presa in considerazione per il PAL, di sostituire il solo segnale di luminanza: la momentanea assenza di crominanza durante le righe attive costituisce infatti una condizione anomala nella quale il decodificatore SECAM non funziona in maniera corretta. In definitiva, nel caso di segnali codificati SECAM, il mascheramento di uno scroscio anche di breve durata, comporta per quanto concerne il segnale di crominanza, la eliminazione della intera riga video su cui esso compare e la sostituzione della stessa con quella che la precede di 128 μs. Riguardo al segnale di luminanza si presentano due possibilità: sostituire l'informazione della intera riga precedente oppure sostituire l'informazione della riga precedente per la sola durata dello scroscio. Questa seconda soluzione implica una maggiore complicazione circuitale ma fornisce migliori prestazioni in presenza di immagini con elevata definizione verticale. La convenienza di adottare l'uno o l'altro dei due sistemi sarà discussa più ampiamente al paragrafo 3.

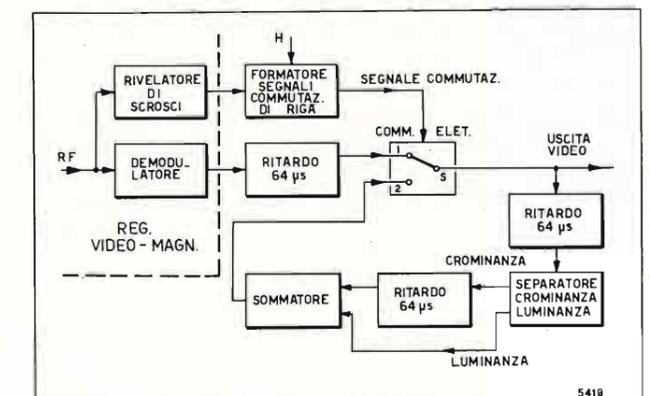
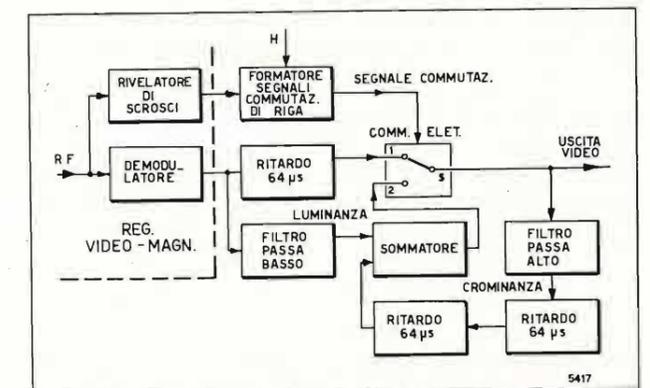
Fig. 1. — (*Sopra*): Schema di principio per la compensazione degli scrosci nel sistema PAL, con sostituzione della sola luminanza.

Fig. 2. — (*Sotto*): Schema di principio per la compensazione degli scrosci nel sistema PAL, con sostituzione sia della luminanza, sia della crominanza.

### 2. Circuiti previsti per funzionamento con segnali codificati PAL.

In figura 1 viene riportato lo schema di principio di un circuito funzionante con il sistema di sostituzione della sola luminanza. Normalmente, in assenza di scroscio, il commutatore elettronico (posizione 1) permette il transito in uscita del segnale proveniente dal demodulatore. In presenza di un disturbo rivelato dal rivelatore di scrosci e per tutta la sua durata, il circuito formatore del segnale di commutazione mantiene il commutatore elettronico nella posizione 2 per cui viene inviato in uscita il segnale video, da cui è stata rimossa la crominanza, immagazzinato in una linea di ritardo da 64 μs. Quest'ultima deve avere una larghezza di banda sufficiente a far transitare senza distorsioni la intera luminanza.

Il secondo circuito, riportato in figura 2, presenta l'aggiunta di una linea di ritardo nella quale transita l'informazione di crominanza, che può essere pertanto di tipo a banda limitata. A valle del sommatore sono in sostanza presenti il segnale di luminanza ritardato di una riga e quello di crominanza ritardato di due.

Per separare i suddetti segnali, si utilizza una semplice trappola risonante sulla frequenza della sottoportante di colore. Come si può notare la complicazione circuitale introdotta nello schema di figura 2,

Figg. 3 e 4. — Schemi di principio per la compensazione degli scrosci nel sistema SECAM, con sostituzione dell'intera riga.

(*) P.I. Maurizio Ardito, Dott. ing. Gianfranco Barbieri del Laboratorio Ricerche della RAI-Torino.

Dattiloscritto pervenuto il 22 giugno 1972.

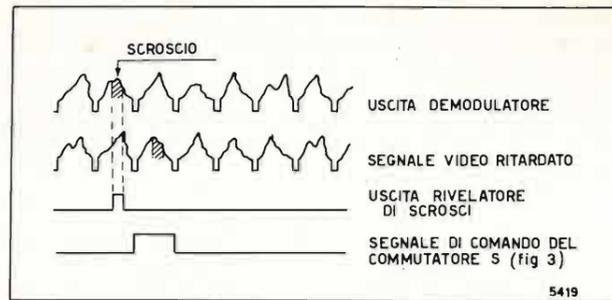



Fig. 5. — Forme d'onda relative ai circuiti di compensazione nel sistema SECAM.

rispetto a quello di figura 1, non è eccessiva e il costo aggiuntivo è minimo se lo si paragona a quello dell'intera apparecchiatura.

D'altro lato le prestazioni del circuito corrispondente alla figura 1 risultano soddisfacenti soltanto quando nell'immagine non sono presenti aree con colori decisamente saturi. Infatti, alcune indagini soggettive compiute presso il Laboratorio Ricerche della RAI hanno permesso di rilevare che in quest'ultima condizione lo scroscio mascherato con la sostituzione della sola luminanza, manifestandosi come tratto di immagine a colore desaturo, risulta comunque fastidioso (bibl. 2). Occorre tuttavia osservare che tale caso non si presenta con eccessiva frequenza nella riproduzione dei normali programmi televisivi.

## 3. Circuiti previsti per il funzionamento con segnali codificati SECAM.

Sono riportati in figura 3 e 4 gli schemi di principio di due circuiti i quali, per i motivi esposti al capitolo 1, sostituiscono l'informazione di crominanza dell'intera riga affetta da scrosci.

Per poter sostituire l'intera riga all'interno della quale è presente il disturbo occorre che lo stesso possa essere identificato con un anticipo sufficiente a far cadere il primo fronte del segnale di commutazione durante l'intervallo di cancellazione che precede immediatamente la riga da sostituire. Poiché la presenza dello scroscio viene rivelata in RF nell'interno del registratore video magnetico (v. figure) è necessario ritardare di 64 μs il segnale in videofrequenza prima di effettuare la compensazione (fig. 5).

Nel circuito di figura 3 il segnale video transita in una linea di ritardo di tipo a larga banda e, tramite il commutatore elettronico S normalmente in posizione 1, viene inviato in uscita.

L'ordine di commutazione viene ricavato da un circuito logico che riceve il segnale di uscita dal rivelatore di scrosci indicante la presenza di un disturbo.

Tale circuito come si osserva in figura 6 in cui è riportato lo schema, ha il compito di posizionare i fronti del segnale di commutazione in coincidenza rispettivamente del primo e del secondo intervallo di cancellazione di riga immediatamente successivi alla rivelazione dello scroscio. Tale segnale commuta S nella posizione 2 per cui viene inviato in uscita un segnale composto dalla luminanza proveniente direttamente dal demodulatore e dall'informazione di crominanza immagazzinata in due linee di ritardo di tipo a banda limitata e ritardata quindi di 128 μs rispetto all'uscita video.

Tale soluzione presenta l'inconveniente che verificandosi due disturbi su righe contigue, il secondo, per quanto concerne la luminanza, potrebbe non venire più compensato. Inoltre, il circuito poteva essere ulteriormente semplificato omettendo una linea di ritardo di tipo a banda limitata e sfruttando, per ottenere i 128 μs di ritardo del segnale di crominanza, la linea di tipo a larga banda. In questo caso però, in presenza di scrosci su righe contigue anche il segnale di crominanza non verrebbe più surrogato, per cui, trattandosi di un segnale codificato SECAM, a causa del funzionamento del decodificatore si originerebbe un disturbo ancor più fastidioso.

La soluzione proposta in figura 4 elimina completamente tale inconveniente, tuttavia necessita di una linea di ritardo di tipo a larga banda aggiuntiva ed è quindi molto più complessa e costosa. Il meccanismo di funzionamento è lo stesso già descritto per lo schema di figura 2 relativo ai segnali codificati PAL, eccezion fatta per la logica di comando del commutatore elettronico il quale in questo caso deve intervenire durante gli intervalli di cancellazione di riga.

Entrambi i circuiti delle figure 3 e 4 presentano un inconveniente che in taluni casi può rivelarsi fastidioso: per mascherare uno scroscio che dura soltanto una decina di microsecondi e talvolta meno, si sostituisce il segnale di luminanza di un'intera riga (64 μs). È evidente che con immagini ad elevata definizione verticale l'operazione di mascheramento può rivelarsi di dubbia efficacia.

Il circuito di figura 7, nel quale l'informazione di luminanza viene sostituita soltanto per il tratto di riga corrispondente alla durata dello scroscio, è indubbiamente migliore. Tale circuito è inoltre solo apparentemente più complesso infatti, pur utilizzando un ulteriore commutatore elettronico, presenta il pregio del circuito di figura 4 di non immagazzinare nei circuiti di memoria segnali contenenti scrosci, per cui può funzionare correttamente anche in presenza di disturbi su righe contigue. Occorre inoltre notare che tale funzione è realizzata risparmiando, rispetto al circuito di

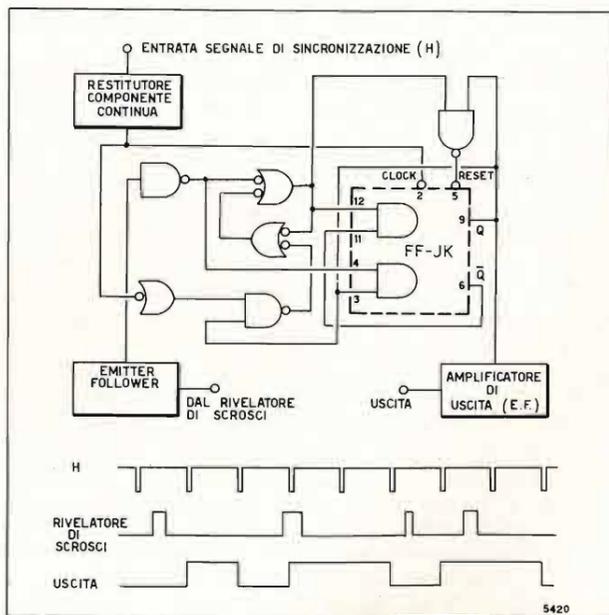



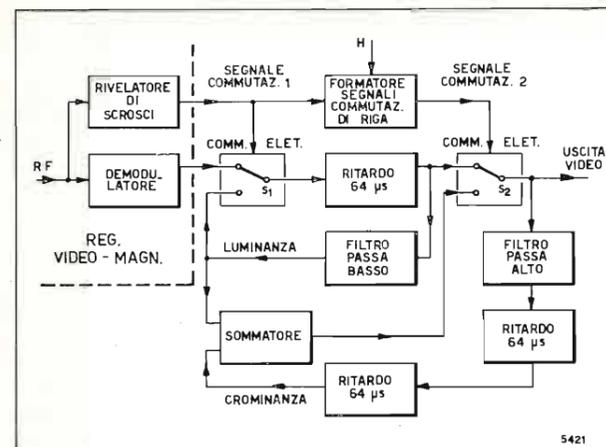
Fig. 6. — Circuito formatore del segnale di commutazione di riga nel caso del sistema SECAM.





Fig. 7. — Circuito di compensazione per il sistema SECAM nel quale l'informazione di luminanza viene sostituita solo durante lo scroscio.

figura 4, una linea di ritardo di tipo e banda larga che, come si è detto, è l'elemento più complesso e costoso di tutto il circuito.

Il principio di funzionamento è il seguente: tramite il commutatore elettronico $S_1$, comandato direttamente dall'uscita del rivelatore di scrosci, si effettua la compensazione di luminanza sostituendo alla parte di segnale video affetta da scrosci, la corrispondente informazione immagazzinata nella linea di tipo a banda larga. Tale linea è utilizzata inoltre per ritardare di una riga il segnale video così compensato, permettendo al commutatore $S_2$ azionato dal segnale di commutazione 2, che come nei precedenti circuiti fornisce un comando per tutta la durata della riga immediatamente successiva allo scroscio, di effettuare la compensazione di crominanza sfruttando l'informazione immagazzinata nelle due linee di ritardo di tipo a banda limitata.

Poiché è interessante stabilire un confronto tra le prestazioni dei sistemi proposti nelle figure 3 e 4 rispetto a quello di figura 7 si sono effettuate indagini soggettive utilizzando alcune immagini fisse alle quali sono stati sovrapposti scrosci della durata di una quindicina di microsecondi distribuiti casualmente in sequenze di densità variabile.

Si sono utilizzate le seguenti diapositive scelte fra quelle che vengono normalmente usate per le prove soggettive;

A Donna in cucina.
B Sciatori.
C Ragazza presso l'albero.
D Bambino con giocattoli.
E Monoscopio EBU test chart n. 1.

Il giudizio degli osservatori veniva espresso secondo la scala di paragone a 6 gradi (bibl. 4). Le medie statistiche dei risultati delle singole votazioni sono state riportate nel diagramma di figura 8 in funzione della densità degli scrosci. Si può osservare che i diagrammi relativi alle diapositive A B C presentano un andamento praticamente piatto fino alle densità di mille scrosci al minuto mentre perdono circa mezzo grado verso la densità di quattromila scrosci al minuto. Per le diapositive E e D l'andamento è notevolmente diverso infatti si perde già un grado per valori bassi di densità e se ne perdono quasi tre per valori elevati. Ciò conferma quanto previsto al paragrafo 1, cioè che il sistema corrispondente alla figura 7 è decisamente preferibile quando l'immagine è molto dettagliata in senso verticale e comunque quando il numero medio di scrosci/minuto risulta superiore a 1000. Si può quindi concludere che tale sistema offre i risultati migliori senza richiedere eccessive complicazioni circuitali.

## 4. Correttori di tipo universale.

Poiché tutti i RVM moderni adatti alla riproduzione di programmi a colori PAL sono progettati per poter funzionare anche con segnali codificati SECAM, anche il correttore di scrosci, essendo un circuito accessorio, dovrebbe essere previsto per funzionare nei due sistemi. Si osserva immediatamente che il dispositivo descritto per il sistema PAL presenta molti circuiti in comune al correttore SECAM. Un eventuale correttore di tipo PAL-SECAM è quindi di semplice ed immediata realizzazione ed in figura 9 è riportata una possibile soluzione.

Il funzionamento di tale circuito quando si opera con segnali codificati PAL è analogo a quello riportato in figura 2 in quanto il commutatore $S_2$ viene bloccato in posizione 1. Per quanto concerne il SECAM si è ovviamente scelto lo schema di principio relativo alla figura 7 in quanto fornisce prestazioni decisamente superiori alle altre soluzioni proposte realizzando un miglior compromesso tra efficacia ed economia di esercizio.

I deviatori illustrati nella figura 9 con i quali l'operatore addetto alla macchina predispone i relativi circuiti per funzionare in PAL ed in SECAM possono ovviamente essere sostituiti da relé e la loro funzione può venire automatizzata.

## 5. Effetto degli scrosci non mascherati sui circuiti di correzione degli errori di tempo.

I circuiti di correzione degli errori di tempo, presenti in tutti i RVM professionali, si basano su un paragone effettuato riga per riga tra il sincronismo del segnale video riprodotto ed un sincronismo di riferimento. Uno scroscio che si verifica durante i sincronismi, impedisce quindi il corretto funzionamento dei circuiti di paragone, per cui viene immagazzinato un segnale di errore anormale (fig. 10 a) che provoca un disturbo visibile e fastidioso per tutta la riga successiva. Poiché tale disturbo è costituito da un « errore di tempo », esso non può, ovviamente, essere più eliminato.

Se si vuole evitare tale inconveniente occorre porre il correttore di scrosci a monte dei circuiti di correzione degli errori di tempo. Inoltre non si devono introdurre transitori di commutazione che possono ugualmente disturbare il funzionamento dei circuiti di paragone se

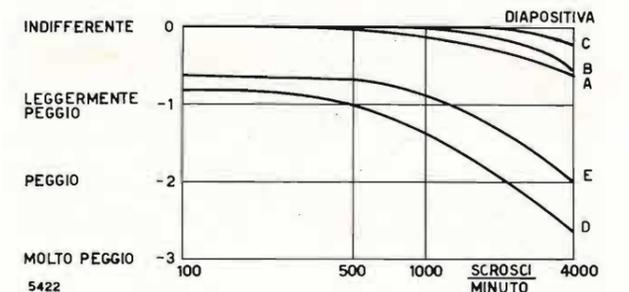



Fig. 8. — Compensazione degli scrosci nel sistema SECAM. Prestazioni del sistema di figura 3 o di figura 4 rispetto a quello di figura 7.

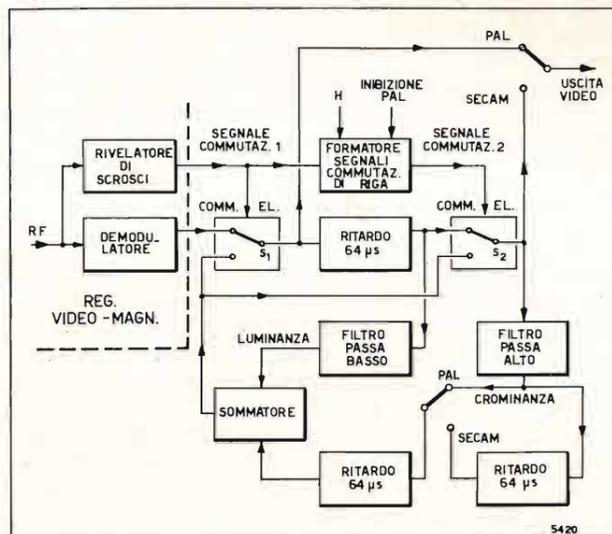



Fig. 9. — Circuito di compensazione con sostituzione dell'informazione di luminanza solo durante gli scrosci, commutabile sui due sistemi PAL e SECAM.

sono di ampiezza tale da essere interpretati come sincronismi. Si aggiunge così una ulteriore considerazione che rende sconsigliabili i correttori operanti in RF.

L'oscillogramma di figura 10b riporta il segnale rilevato all'uscita dei circuiti di paragone in presenza dello stesso numero di scrosci relativi all'oscillogramma di figura 10a ma con il correttore inserito.

Nel caso di circuiti correttori operanti con segnali codificati SECAM si può svolgere una ulteriore considerazione che ne consiglia l'inserzione immediatamente a valle del demodulatore. Si è infatti osservato, al paragrafo 3 che tutti i correttori per segnali SECAM debbono necessariamente introdurre un ritardo fisso di 64 µs sul segnale video in transito, per permettere l'identificazione dello scroscio con un anticipo sufficiente a far operare correttamente il formatore di segnali di commutazione. Inserendo il correttore internamente alla catena chiusa del servosistema che controlla la rotazione del tamburo e l'avanzamento del nastro, si ha il ricupero automatico del suddetto rispetto al sincronismo di riferimento.

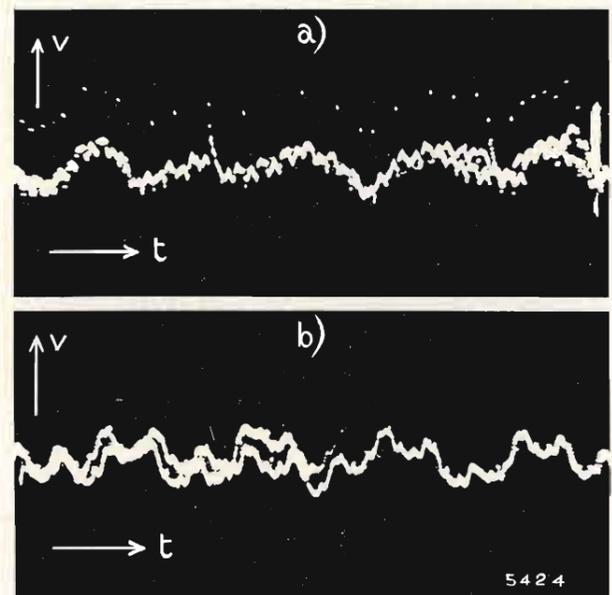



Fig. 10. — *a*) segnale di errore con scrosci non compensati; *b*) segnale di errore con scrosci compensati.

Si sono effettuate a questo proposito alcune prove su un RVM Ampex tipo VR 2000 B, ritardando il segnale tra l'uscita del demodulatore e l'entrata del correttore automatico degli errori di tempo. Da tali prove si è constatato che con un ritardo di 128 µs, cioè il massimo valore che si poteva realizzare con le linee di ritardo a disposizione, non veniva alterato minimamente il funzionamento del servosistema.

## 6. Conclusioni.

Si sono esaminati alcuni sistemi atti a mascherare gli scrosci video da nastro operanti sia con segnali codificati PAL sia con segnali codificati SECAM. In base a considerazioni di carattere pratico e in base ai risultati di indagini soggettive si conclude quanto segue:

1) Con segnali codificati PAL il sistema che opera sostituendo luminanza e crominanza fornisce rispetto al sistema di sostituzione della sola componente di luminanza, prestazioni sostanzialmente migliori, soprattutto in presenza di immagini con colori fortemente saturi, mentre il costo aggiuntivo si rivela trascurabile rispetto a quello della intera apparecchiatura.

2) Con segnali codificati SECAM il sistema che opera sostituendo il segnale di luminanza per la durata dello scroscio e la crominanza per la durata della intera riga affetta dal disturbo fornisce risultati pienamente soddisfacenti risultando inoltre sufficientemente semplice ed economicamente competitivo.

3) La realizzazione di un correttore adatto a funzionare sia in PAL sia in SECAM è relativamente semplice quando si adottino, a seconda del tipo di codifica, i due suddetti sistemi di correzione. In questo caso un unico circuito è sufficiente a soddisfare entrambe le esigenze ad eccezione del formatore di segnali di commutazione che deve funzionare in maniera diversa in PAL e in SECAM.

4) La posizione più conveniente per inserire l'apparato si trova tra l'uscita del demodulatore e l'entrata del circuito di correzione degli errori di tempo. In tal modo il funzionamento di quest'ultimo non è disturbato da eventuali scrosci presenti nel segnale e inoltre il servosistema del tamburo e del capstan, durante il funzionamento con aggancio di riga e di quadro, provvedono in maniera automatica al ricupero del ritardo fisso di 64 µs, che subisce il segnale codificato SECAM quando transita nel correttore.

(1475)

## BIBLIOGRAFIA


1. - ZACCARIAN P.: *Gli scrosci video da nastro.* « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 3, 1969, pag.
2. - ARDITO M. e BARBIERI GF.: *Considerazioni sul mascheramento dei dropouts nella riproduzione di programmi a colori registrati su nastro videomagnetico.* Relazione Tecnica: RAI-Laboratorio Ricerche n. 71/21/I.
3. - ARDITO M. e BARBIERI GF.: *Circuiti per il mascheramento dei dropouts nella riproduzione di segnali a colori codificati nei sistemi PAL e SECAM.* Relazione Tecnica: RAI-Laboratorio Ricerche n. 72/10/I.
4. - CCIR - Documents of the XIIth Plenary Assembly. New Delhy 1970. Vol. V - Rep. 405 - 1 note 10.




# ASCOLTI E MISURE DI FREQUENZA AL CENTRO DI CONTROLLO DELLA RAI

LUCIANA VISIN CAGLIANO (*)


*SOMMARIO — Facendo seguito all'articolo « Il Centro di controllo della RAI » pubblicato nel numero 5 di questa rivista, viene presentato in particolare il settore « Ascolti e misure di frequenza » di questo Centro. Dopo la descrizione generale delle attività svolte in questo settore e dei risultati ottenuti, segue una parte dedicata alle principali apparecchiature utilizzate e infine la presentazione di alcuni metodi impiegati nelle misure.*

*SUMMARY —* ***Monitoring and frequency measurements at the RAI receiving and measuring station.*** *The RAI Receiving and Measuring Station has already been presented on this revue, issue nr° 5; the present paper deals with a section of this station involved in monitoring and frequency measurements. After a general description of activities performed, and of related results, a survey is given on the particular instrumentation employed; finally measurements techniques are described in some detail.*


## 1. Introduzione.

Alla sezione « Ascolti e misure di frequenza » del Centro di controllo della RAI, sono affidati compiti di controllo sulle trasmissioni italiane e straniere, radiofoniche e televisive in particolare per quanto riguarda la frequenza delle portanti, l'individuazione di stazioni non in accordo con i piani di assegnazione delle frequenze e delle potenze, la qualità della ricezione, l'occupazione oraria dello spettro, ecc.

Questi controlli vengono effettuati prevalentemente presso le due sedi di Monza e Sorrento e parzialmente mediante campagne di misura con mezzo mobile su tutto il territorio italiano.

I tecnici nelle due sedi si avvicendano in turni di lavoro durante il giorno e nelle ore notturne, secondo un orario che per alcuni giorni della settimana copre senza interruzione 24 ore.

I risultati di questo lavoro si concretano innanzitutto in interventi presso i trasmettitori RAI per eliminare gli scostamenti di frequenza superiori alle tolleranze ammesse o altre irregolarità riscontrate nelle trasmissioni, e quindi nella stesura di segnalazioni, elenchi, grafici e rapporti destinati alla direzione tecnica della RAI, ad organismi internazionali e ad Enti esteri di radiodiffusione dai quali è richiesta la collaborazione del Centro, sia nell'ambito di un programma di scambi prestabilito, sia di volta in volta in base a esigenze particolari.

## 2. Misure di frequenza.

Al Centro di controllo vengono effettuate misure sistematiche di frequenza, sulle stazioni nazionali e straniere in tutte le gamme di radiodiffusione, per verificare il rispetto delle tolleranze imposte ai trasmettitori, onde contenere, nei limiti previsti dalla pianificazione, i disturbi e le interferenze reciproche.

La periodicità e la precisione con la quale vengono effettuate queste misure dipendono dalle gamme di frequenza e dal tipo di stazione controllata; corrispondentemente sono diversi pure i metodi di misura impiegati dei quali si parlerà in dettaglio più avanti in questo stesso articolo.

Nella gamma da 150 kHz a 30 MHz vengono tenute sotto controllo a Monza e Sorrento 670 stazioni onda lunga e onda media (OL-OM) e circa 2.000 stazioni onda corta (OC).

Mella gamma OL e OM vengono effettuate misure di media precisione (0,1 Hz) in tutti i canali, sulla base di un programma coordinato con altri centri di controllo europei, che prevede 4 cicli di misura mensili e lo scambio delle informazioni.

Sui canali italiani e loro laterali vengono invece effettuati controlli giornalieri: in particolare vengono misurate con grande precisione (0,01 Hz) le frequenze dei trasmettitori dei gruppi sincronizzati, per i quali la tolleranza di frequenza è particolarmente stretta, in relazione al rapido deteriorarsi del rapporto di protezione fuori del sincronismo, e dei trasmettitori di grande potenza, per verificarne la stabilità e la deriva nel tempo.

Nella gamma OC le misure sono collegate agli ascolti (vedere il paragrafo 3) e vengono effettuate nel corso delle esplorazioni di gamma per stabilire l'occupazione oraria dello spettro: per esse è sufficiente generalmente la precisione dell'ordine di 1 Hz. Nelle gamme VHF e UHF vengono misurate dai due Centri e nel corso di campagne di misura fuori sede, circa 1.500 trasmettitori e ripetitori radiofonici a modulazione di frequenza e circa 900 televisivi. Vengono in particolare tenuti sotto controllo gli impianti televisivi con scostamento prefissato della portante dal valore nominale (offset) per garantirne il funzionamento nell'ambito delle tolleranze previste ($\pm$ 500 Hz per gli offset normali e $\pm$ 2 Hz per gli offset di precisione) [1].

(*) Dott. ing. Luciana Visin Cagliano del Centro Controllo della RAI.

Dattiloscritto pervenuto il 2 ottobre 1972.

[1] Come è noto, assegnando valori diversi di offset a 2 trasmettitori isocanali, che irradiano lo stesso programma, facendo cioè in modo che le due portanti video differiscano tra loro di un multiplo di $\frac{1}{3}$ della frequenza di riga, si determinano condizioni di minima interferenza reciproca: quanto più strette sono le tolleranze imposte alle frequenze interessate, tanto più si riduce il rapporto di protezione (rapporto fra l'intensità del segnale desiderato e quella del segnale interferente per ottenere una determinata qualità di ricezione).

RAI-RADIOTELEVISIONE ITALIANA
Direzione Centro di Controllo
MONZA

**RAPPORTO DI ASCOLTO**
RECEPTION REPORT - RAPPORT DE RÉCEPTION

Ascolto effettuato il / listening effected the - écoute effectuée le: 18-9-1972
Località di ricezione / reception location - lieu d'écoute: Monza

STAZIONE / station - station: PARIS — NAZIONE / country - pays: F
FREQUENZA NOMINALE / nominal frequency - fréquence nominale: 11745 kHz

RICEVITORE / receiver type - récepteur: Rohde & Schwarz EK 07D — CON LARGHEZZA DI BANDA / with bandwidth - avec largeur de bande: 6 kHz
ANTENNA / aerial - antenne: Horizontale de 30 m. de longueur et 17 m. d'hauteur

| ORA GMT dalle (from - de) | alle (to - à) | FREQUENZA MISURATA (measured frequency - fréquence mesurée) kHz | S | I | N | F $F_f$ | F $F_p$ | O | INTERFERENZE RILEVATE −5 kHz | 0 kHz | +5 kHz | OSSERVAZIONI (remarks - remarques) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 0805 | 11745.003 | 2 | 5 | 5 | 4 | 3 | 3 | | | | |
| | 1005 | 11745.003 | 3 | 3 | 5 | 4 | 4 | 2 | AUS | URS | MLA | |
| | 1210 | 11745.004 | 3 | 4 | 5 | 4 | 4 | 3 | CVA | | | |
| | 1430 | 11745.004 | 3 | 2 | 3 | X | X | 1 | CVA | URS | MLA | |
| | 1710 | 11745.003 | 4 | 3 | 3 | 3 | 3 | 2 | CVA-URS | URS | G | |
| | 1940 | 11745.003 | 4 | 3 | 4 | 4 | 3 | 3 | URS | URS | G | |
| | 2115 | 11745.002 | 4 | 4 | 5 | 4 | 3 | 4 | URS | | G | |

CODICE DELLE OSSERVAZIONI / remarks code / code des remarques

JAM = emissione di disturbo / intentional jamming / émission de brouillage
T = telegrafia / telegraphy / télégraphie
RT = telefonia (commerciale) / telephony (commercial) / téléphonie (commercial)
RTTY = telescrivente / teletype / télétype

LE INDICAZIONI (—) (0) (+) RAPPRESENTANO IN kHz LA DIFFERENZA DI FREQUENZA FRA LA STAZIONE RICEVUTA E LA STAZIONE INTERFERENTE

The indications (—) (0) (+) show the frequency difference in kHz between the received and interferent station

Les indications (—) (0) (+) correspondent à la différence de fréquence en kHz entre la station reçue et la station interférente

| | S - INTENSITÀ DEL SEGNALE (QSA) signal strength / force du signal | | | I - INTERFERENZA (QRM) interference / interférence | | | N - DISTURBO (QRN) noise / bruit | | | $F_f$ - FREQUENZA EVANESCENZE fading frequency / fréquence des évanouissements | | | $F_p$ - PROFONDITÀ EVANESCENZE fading depth / profondeur des évanouissements | | | O - RISULTATO GENERALE (QRK) overall readability / appréciation d'ensemble | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 5 | ECCELLENTE | excellent | excellent | NULLA | nil | nulle | NULLO | nil | nul | NULLA | nil | nulle | TRASCURABILE | negligible | negligeable | ECCELLENTE | excellent | excellent |
| 4 | FORTE | good | bon | LEGGERA | slight | légère | LEGGERO | slight | léger | LENTA | slow | lente | LEGGERA | shallow | légère | BUONO | good | bon |
| 3 | DISCRETA | fair | satisfaisant | MODERATA | moderate | modérée | MODERATO | moderate | modéré | MODERATA | moderate | modérée | MODERATA | moderate | modérée | DISCRETO | fair | satisfaisant |
| 2 | DEBOLE | poor | médiocre | FORTE | severe | sévère | FORTE | severe | sévère | RAPIDA | fast | rapide | PROFONDA | deep | profonde | CATTIVO | poor | médiocre |
| 1 | APPENA UDIBILE | barely audible | à peine audible | FORTISSIMA | extreme | très grave | FORTISSIMO | extreme | très grave | MOLTO RAPIDA | very fast | très rapide | MOLTO PROFONDA | very deep | très profonde | NON USABILE | unusable | inutilisable |

X CARATTERISTICHE NON VALUTABILI - characteristics not ratable - caractéristiques pas évaluables

5496 — Mod. 1140 - 10.000 - 4/72

Fig. 1. — Rapporto di ascolto di una stazione ad onde corte

## 3. Ascolti.

Con il nome di « Ascolti » vengono indicati vari controlli effettuati in cuffia, essenzialmente nelle gamme OM e OC che non riguardano direttamente la frequenza delle emissioni, ma il contenuto dell'informazione irradiata. In particolare alcuni hanno lo scopo di fornire un'informazione sulla qualità della ricezione: viene allora formulato un giudizio soggettivo di qualità mediante un indice che va da 0 (modulazione non udibile, solo possibilità di riconoscere la presenza della portante) a 5 (ricezione ottima); in forma più completa, il giudizio è espresso tramite una serie di indici che tengono conto delle caratteristiche che concorrono a determinare la qualità: ad esempio, nel codice SINFO, sono considerate le intensità del segnale ricevuto (S), delle interferenze (I), del rumore di fondo (N) e delle evanescenze o fadings (F) che determinano il giudizio globale (O).

Tra i principali «ascolti » citiamo:

*a*) ascolti per stabilire la qualità della ricezione in Italia di trasmissioni OC straniere, su richiesta degli Enti di radiodiffusione interessati, i quali dal canto loro fanno altrettanto nei riguardi delle trasmissioni italiane per l'estero. Ne deriva uno scambio di « rapporti di ascolto » nei vari codici in uso (SINFO, SIO, SINPFEMO, ecc.) (fig. 1);

*b*) ascolti abbinati alle misure di frequenza in tutti i canali OM, per lo scambio, di cui si è già parlato, con gli altri Centri di controllo: per ogni stazione infatti, oltre al valore della frequenza misurata, vengono forniti gli indici di ricezione in corrispondenza a tre situazioni tipiche di propagazione: nelle ore diurne, di transizione e notturne;

*c*) esplorazioni della gamma OC per rilevare l'occupazione oraria dello spettro: si traducono in grafici ore-frequenze nei quali per ogni canale è segnalato l'orario in cui le stazioni sono state sentite, con un indice che tiene conto della loro intensità (fig. 2);

*d*) controllo dello spettro OM, con particolare riferimento ai canali italiani e laterali, per evidenziare situazioni nuove quali l'entrata in funzione di trasmettitori non previsti dagli accordi internazionali o l'aumento di potenza dei trasmettitori già esistenti, il manifestarsi di irradiazioni spurie in qualche trasmettitore con possibilità di interferire altre stazioni, la presenza di battimenti nei gruppi sincronizzati, ecc.;

*e*) ascolti sulle trasmissioni italiane OC destinate all'estero per controllarne la regolarità specialmente per quanto riguarda la correttezza e completezza degli annunci;

*f*) individuazione degli orari di trasmissione dei notiziari in lingua italiana da parte di emittenti straniere.

## 4. Altri controlli.

Oltre a quelli già citati, al Centro della RAI vengono effettuati altri controlli di varia natura sulle trasmissioni. Tra i più importanti ricordiamo:

*a*) Controlli sulla percentuale di modulazione dei trasmettitori (specialmente FM). Questi controlli avvengono effettuando delle registrazioni mediante analizzatori di livelli impiegati in unione a ricevitori di collegamento (bibl. 1). L'analizzatore, che







RAI - RADIOTELEVISIONE ITALIANA
DIREZIONE CENTRO DI CONTROLLO - MONZA

| FREQUENZA kHz | SCARTO Hz | STAZIONE | NAZ. | OSSERVAZIONI |
|---|---|---|---|---|
| 15125 | | R.LIBERTY | D/E | |
| | -80 | KUWAIT | KWT | |
| | +20 | LISBOA | POR | |
| | -310 | MEXICO | MEX | |
| | | JAM | | |
| 15130 | | JAM | | |
| | -110 | KARACHI | PAK | R. Pakistan |
| | 0 | LOPIK | HOL | |
| | -90 | MONROVIA | LBR | Huna Washington |
| | | R.LIBERTY | D/E | R. Svoboda |
| | +605 | BOMBAY | IND | |
| 15135 | 0 | PARIS | F | S.I. |
| | | CAIRO | EGY | |
| | | PEKING | CHN | |
| 15140 | +10 | URSS | URS | Govorit Moskva |
| | -5 | LINDHURST | AUS | |
| | 0 | LONDON | G | Huna London |
| | 0 | LIMASSOL | CYP | |
| 15145 | -4 | EUROPA RAD. | D/POR | |
| | | JAM | | |
| | 0 | MADRID | E | |
| | | WIEN | AUT | |
| 15150 | -50 | URSS | URS | Govorit Moskva |
| | | JULICH | D | |
| | | WERTACHTAL | D | |

Ascolti effettuati alle ore: 01 02 03 04 05 06 07 08 09 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 — GMT

▲ : da registrazione del

Data 22÷30/6/72 — Foglio 2 — kHz 15100 ÷ 15475 /am

5497 — Mod. 264 - 1000 - 2/71

Fig. 2. — Grafico ore-frequenza di un tratto della gamma ad onde corte.

funziona a intervalli di analisi discreti, confronta il segnale audio del ricevitore con 6 livelli di campionamento, corrispondenti ad altrettanti valori di percentuale di modulazione. L'indicazione che viene registrata corrisponde al più alto livello raggiunto durante l'intervallo di analisi: si documenta così su base statistica l'andamento della percentuale di modulazione. Il Centro dispone, tra Monza e Sorrento, di 6 complessi ricevitore-analizzatore-registratore che consentono di mantenere contemporaneamente sotto controllo altrettanti trasmettitori.

*b*) Registrazione automatica di occupazione dello spettro: viene realizzata spazzolando automaticamente la gamma di un ricevitore, tramite il comando meccanico di sintonia; in corrispondenza lungo l'asse x di un registratore si sposta un pennino al quale giunge il comando di scrittura, dall'amplificatore a frequenza intermedia del ricevitore, solo quando il segnale a FI supera un livello prefissato. È possibile così avere in funzione del tempo l'indicazione dell'occupazione di canale (naturalmente viene segnalata soltanto la presenza della stazione più forte).

## 5. Apparecchiature di misura.

Nel complesso di apparecchiature utilizzato in una attività di ascolti e misure di frequenza, sono elementi di importanza fondamentale:

— i ricevitori, dalla cui sensibilità e selettività dipende il numero delle stazioni controllabili;

— il campione di frequenza, al quale sono asservite tutte le frequenze di riferimento che intervengono nelle misure, e che condiziona quindi la precisione di queste ultime;

— le antenne, che consentono la separazione e l'individuazione delle stazioni in base alla loro posizione azimutale.

### 5.1. Ricevitori.

*a*) *Ricevitori fino a 30 MHz.* Il Centro di controllo dispone di numerosi ricevitori professionali per OM e OC, di varie marche e di costruzione più o meno recente: dai moderni ricevitori a transistori Rhode & Schwarz EK 56 ai vecchi ma sempre prestigiosi Collins 51J4.

Caratteristiche comuni alla maggior parte di questi ricevitori sono: elevata sensibilità, ottima reiezione di frequenze immagini, buon comportamento nei confronti della intermodulazione, selettività variabili, possibilità di ricezione di diversi tipi di modulazione di ampiezza (a doppia banda laterale, a banda laterale unica, con portante più o meno soppressa, ecc.) praticità nella sintonia, normalmente agevolata dalla suddivisione dello spettro interessato in più gamme, disponibilità di uno strumento per l'indicazione della intensità della R.F. in entrata.

Le maggiori differenze tra un tipo e l'altro si hanno nella precisione dell'indicazione di frequenza sulle scale di sintonia, nella maggiore o minore possibilità di scelta tra larghezze di banda differenti

e soprattutto nelle pendenze delle curve di selettività che variano a seconda dei sistemi utilizzati (filtri a cristallo, filtri meccanici, filtri a trasposizione di frequenza, ecc.).
Questi ricevitori per lo più non sono predisposti per la ricezione OL, soltanto per qualcuno è prevista la possibilità di estensione a questa gamma, tramite un convertitore.

b) *Ricevitori oltre 30 MHz.* In questa gamma vengono utilizzati sia i classici ricevitori di collegamento fino a 300 MHz, sia ricevitori di misura di tipo modulare, transistorizzati, che coprono mediante una serie di cassetti intercambiabili il campo di frequenza da 30 a 1.000 MHz.
In questi ricevitori possono essere montati contemporaneamente fino a 3 amplificatori FI con larghezze di banda anche molto diverse: da un minimo di 10 kHz e un massimo di 8 MHz.
È possibile la ricezione di segnali modulati in MA, MF e impulsivi (PAM). Esiste inoltre la possibilità di equipaggiare i ricevitori con batterie per un impiego fuori sede.

5.2. CAMPIONI DI FREQUENZA.

Il Centro di controllo dispone di 3 campioni piezoelettrici (2 a Monza, di cui uno principale e uno di riserva, e 1 a Sorrento) di stabilità $1 \times 10^{-10}$ al giorno, oltre ad un certo numero di altri campioni a quarzo, di stabilità inferiore.

Sia il campione principale di Monza che quello di Sorrento sono controllati in frequenza per confronto con una delle emissioni standard ad onde lunghissime sincronizzate da campioni primari atomici. A questo scopo viene impiegata un'apparecchiatura reperibile sul mercato, che consiste essenzialmente in un ricevitore, un comparatore e un regolatore di fase. La tensione del regolatore di fase, nel funzionamento a loop aperto, viene inviata a un registratore per indicare la differenza di fase tra la frequenza standard e quella del campione locale. La stessa tensione può essere utilizzata per comandare il circuito di correzione dell'oscillatore a quarzo del campione, in modo da mantenere quest'ultimo automaticamente in passo con la frequenza standard.

5.3. ANTENNE RICEVENTI.

a) *Antenne fino a 30 MHz.* Le antenne fisse per OL, OM e OC sono installate a Monza nei terreni circostanti l'edificio del Centro (vedi figura 4 dell'articolo pubblicato nel numero precedente), ad una distanza sufficiente a non provocare disturbi alle misure di campo elettromagnetico effettuate nella torretta dell'edificio, ma non troppo grande, per evitare eccessive perdite nei collegamenti.
Questi avvengono mediante cavi interrati che terminano in un quadro di distribuzione posto in un locale del Centro: attraverso separatori le antenne possono venire collegate contemporaneamente e indipendentemente ai vari ricevitori tramite commutatori posti sulle apparecchiature di misura.
Per la ricezione direttiva in OC il Centro di Monza dispone di 4 antenne rombiche bidirezionali, di 60 metri di lato, orientate circa secondo la rosa dei venti (nord-sud, est-ovest, nord ovest-sud est, e nord est-sud ovest).
Per la ricezione circolare sono previste antenne unifilari di lunghezze diverse, da 15 m (onda corta) a 105 m (onda lunga): a Sorrento esistono solo antenne unifilari, in considerazione del fatto che il lavoro nel Centro sussidiario si svolge, nell'ambito delle gamme fino a 30 MHz, prevalentemente in OM.
Oltre alle antenne fisse ambedue i Centri dispongono di una antenna direttiva orientabile, limitata alle OM, costituita da un quadro sintonizzabile, del diametro di 1 metro, sistemato sulla sommità dell'edificio e comandato a distanza, come accordo e come orientamento, dall'apparecchiatura di misura.

Fig. 3. — Antenne riceventi VHF e UHF montate su supporto rotante.

b) *Antenne oltre 30 MHz.* Nelle gamme VHF e UHF, le caratteristiche delle antenne utilizzate hanno un ruolo decisivo nella possibilità di identificazione e controllo delle stazioni. È in particolare indispensabile che le antenne accanto ad una elevata direttività presentino una drastica riduzione dei lobi laterali: è solo a questa condizione infatti che si possono separare stazioni di intensità molto diversa presenti contemporaneamente nello stesso canale.
Il Centro di controllo della RAI ha studiato e messo a punto un sistema ricevente (bibl. 2) che realizza questi obiettivi utilizzando cortine di antenne, alimentate in fase con ampiezze diverse. Le antenne sono sistemate su un supporto rotante posto alla sommità di una torre metallica, all'altezza di 60 metri a Monza (vedi fig. 5 dell'articolo pubblicato nel numero 5), e di 40 metri a Sorrento.
Il supporto ha la forma di un parallelepipedo di metri 8 × metri 6,5 di base e 5,6 metri di altezza. Su tre facce, 1 per ogni banda televisiva, sono disposte due serie di antenne, una per la polarizzazione verticale ed una per quella orizzontale (fig. 3), sulla quarta faccia trovano posto le antenne per la banda di radiodiffusione a MF.







Ogni gruppo di antenne fa capo ad un commutatore coassiale posto anch'esso sulla sommità della torre in modo da utilizzare un unico cavo, a bassa perdita, per il collegamento delle antenne ai ricevitori dell'apparecchiatura di misura: da questa vengono telecomandati sia la commutazione delle antenne, sia la rotazione di tutto il sistema.

5.4. APPARECCHIATURE PER MISURE DI FREQUENZA FUORI SEDE.

I tecnici del Centro di controllo effettuano periodicamente campagne di misure su tutto il territorio nazionale per controllare la frequenza di trasmettitori e ripetitori per lo più MF e TV che, per la loro posizione geografica e per la limitata potenza, non possono venire controllati dai Centri fissi.

Si utilizza per questo scopo una vettura attrezzata leggera (attualmente un Jolly Lancia) sulla quale sono sistemati due ricevitori (uno per OM e l'altro per VHF e UHF), un indicatore oscilloscopico, un sintetizzatore di frequenza e un campione che pilota i due precedenti strumenti.

Il sintetizzatore con due sezioni copre la gamma da 300 Hz a 500 MHz, a passi di 1 Hz agganciati alla frequenza di riferimento. Il campione è a quarzo, di classe $5 \cdot 10^{-10}$/giorno, progettato tenendo conto della possibilità di impieghi campali, e fornito di accumulatori interni a lunga autonomia.

Come antenne vengono impiegati semplici dipoli, che, a vettura ferma, vengono rapidamente montati su di un supporto sul tetto dell'automezzo e quindi ritirati alla fine della misura. L'alimentazione delle apparecchiature è fornita da un gruppo elettrogeno portatile da 300 watt.

## 6. Metodi utilizzati nelle misure di frequenza.

La misura della frequenza di una stazione ricevuta a distanza esige una tecnica completamente diversa dalle misure di frequenza che normalmente vengono effettuate in un laboratorio per lo più mediante contatori. La differenza è dovuta a diversi fattori, tra i quali ricordiamo i più importanti: la limitata intensità del segnale (si devono poter misurare segnali dell'ordine di 0,1 μV), la presenza contemporanea di numerose stazioni di differente intensità, pressoché sulla stessa frequenza, la modulazione di ampiezza o di frequenza della portante da misurare.

Per questo la misura di una stazione deve avvenire in modo indiretto e non può quasi mai essere automatizzata, perché è generalmente indispensabile l'intervento di un operatore.

Al Centro di controllo della RAI vengono utilizzati metodi di misura diversi in relazione alle gamme di frequenza ed alla precisione richiesta. Questi metodi si basano su un principio comune che è quello di ricevere la stazione, tramite antenne direttive, con un ricevitore molto sensibile e selettivo, e di confrontare il segnale così ricevuto con un segnale a frequenza nota, di precisione molto elevata, inviato anch'esso all'entrata del ricevitore in modo da determinare un battimento che viene misurato all'uscita BF del ricevitore.

I vari metodi differiscono:

— per il tipo di generatore utilizzato localmente: generatore a frequenze fisse oppure variabile con continuità (in pratica sintetizzatori a passo molto stretto);

— per il valore che si fa assumere alla frequenza di battimento (zero, 1 kHz o suoi multipli, frequenza qualunque fra 0 e 5 kHz);

— per i metodi di misura del battimento.

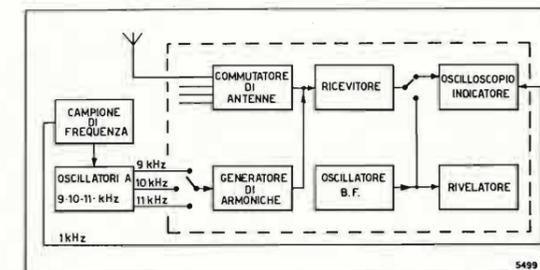



Fig. 4. — Circuito a blocchi per le misure di frequenza di stazioni a onda lunga (OL), onda media (OM) ed onda corta (OC). Le apparecchiature comprese nel rettangolo fanno parte, insieme ad altre accessorie, di un complesso di misura.

6.1. MISURE DI FREQUENZA FINO A 30 MHz.

Per le misure fino a 30 MHz viene utilizzato un complesso di apparecchiature il cui funzionamento e le cui caratteristiche sono stati già ampiamente illustrati in un articolo pubblicato vari anni fa su questa rivista (bibl. 3).

Verrà descritto qui brevemente il sistema di misura, facendo riferimento allo schema di massima riportato in fig. 4. Come segnale di confronto, all'entrata del ricevitore viene inviato lo spettro, a forte contenuto armonico, derivato, attraverso un distorcitore, da un oscillatore, a 9 (oppure a 10 o a 11) kHz, controllato in frequenza dal campione a quarzo del Centro. In questo modo, considerata l'attuale canalizzazione OM e OC, e la larghezza di banda dei ricevitori, è possibile determinare con qualunque stazione un battimento inferiore a 5 kHz; in particolare la maggior parte dei canali OM dà origine a battimenti di 1 kHz con i multipli di 9 kHz.

A seconda della precisione richiesta il valore della frequenza di battimento può essere determinato per confronto:

*a)* con un oscillatore BF variabile con continuità e calibrato con la precisione di 0,5 Hz (il confronto viene effettuato in cuffia o mediante rivelazione e indicazione su di uno strumento);

*b)* con una frequenza di 1 kHz derivata dal campione al quarzo e inviata agli assi x e y di un oscilloscopio al cui asse z (intensità del fascio elettronico) giunge la frequenza da misurare; se la frequenza di battimento è prossima a 1 kHz (o a multipli interi di 1 kHz), la differenza con la frequenza campione si traduce nell'apparente movimento di un punto luminoso (o più punti) lungo un cerchio, a velocità misurabile con il contasecondi. Questo metodo che consente precisioni al limite dell'ordine di 0,001 Hz può essere applicato soltanto con stazioni che si scostano dal loro valore nominale al massimo di qualche Hz; d'altronde le misure di grande precisione interessano stazioni di alta stabilità che si trovano appunto in queste condizioni.

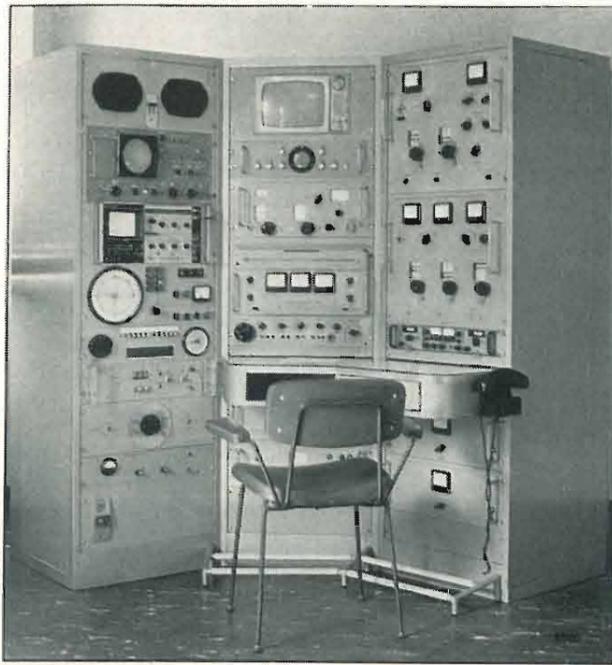



Fig. 5. — Complesso di misura di frequenza per bande VHF e UHF.

Questo metodo di misura, che fa ricorso a un generatore a frequenze fisse, consente una grande praticità e rapidità di manovra: esso viene impiegato in tutti i complessi di misura per OL, OM e OC sia di Monza, sia di Sorrento, per un totale di 6 posti di lavoro.

### 6.2. Misure di frequenza oltre 30 MHz.

Per le misure di frequenza oltre 30 MHz viene utilizzato un complesso di misura illustrato dalla fotografia riprodotta in figura 5, il cui schema, nelle linee essenziali, è riportato in figura 6.

La frequenza di riferimento è generata da un sintetizzatore agganciato al campione a quarzo a passi di 100 Hz e con interpolazione continua tra un passo e l'altro, calibrata in decimi di Herz. La frequenza del sintetizzatore viene variata fino a coincidere con quella della stazione (battimento zero, rilevabile in cuffia con una precisione dell'ordine di 20 Hz) oppure a differire esattamente di 1 kHz. In quest'ultimo caso, il segnale di battimento, in uscita dal ricevitore, viene confrontato con 1 kHz derivato dal campione, su di un monitore oscilloscopico, analogo a quello usato per le misure fino a 30 MHz.

Quando il punto luminoso appare fermo, la frequenza della stazione è data dalla lettura sul sintetizzatore incrementata (o diminuita) di 1 kHz: la precisione, quando è esclusa l'interpolazione continua, è praticamente limitata soltanto dalle caratteristiche del campione.

In queste gamme di frequenza presenta particolari difficoltà il problema dell'individuazione delle stazioni a causa del numero elevato di trasmettitori che irradiano in uno stesso canale, e per di più, nell'ambito nazionale, con lo stesso programma. È indispensabile per queste misure disporre di antenne orientabili, molto direttive, che vengono fatte ruotare fino a stabilire dei massimi di intensità dei segnali sotto misura, determinando quindi le direzioni di provenienza che,

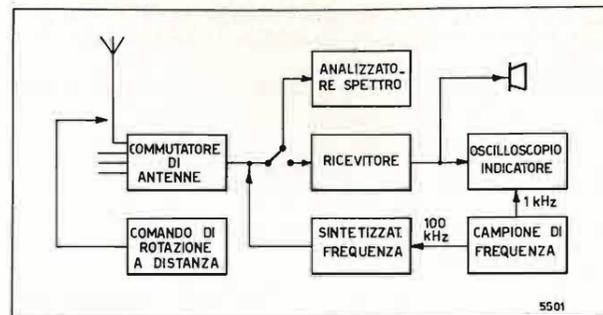



Fig. 6. — Circuito a blocchi per le misure di frequenza di stazioni VHF e UHF.

confrontate con le coordinate geografiche degli impianti, permettono di associare ogni misura ad un trasmettitore. Un altro elemento per l'individuazione è fornito dalla polarizzazione del segnale, che viene determinata commutando, all'entrata del ricevitore, le antenne a polarizzazione orizzontale e verticale, aventi pari guadagno e orientate nella stessa direzione.

Non sempre però le condizioni di massima intensità di segnale e la polarizzazione possono venire stabilite in modo agevole, per la presenza, in un breve intervallo angolare, di segnali di intensità tra loro molto diverse, e per la mancanza di stabilità di ampiezza dei segnali provenienti da grandi distanze. È opportuno quindi effettuare periodicamente misure al di fuori degli orari di trasmissione normale, facendo rimanere in funzione un solo trasmettitore principale per volta, con la catena di ripetitori da esso derivati.

Si fa ricorso a questo sistema anche per misurare con precisione, in assenza di modulazione, le stazioni radiofoniche MF e le portanti audio dei trasmettitori TV: infatti la misura di una portante modulata in frequenza durante la trasmissione di un programma può essere effettuata solamente utilizzando le pause di modulazione il che impone un compromesso tra precisione e tempo impiegato per la misura.

Anche nei trasmettitori TV la presenza della modulazione può dar luogo a difficoltà di misura; infatti lo spettro fisso dovuto ai segnali di sincronismo, che accompagna la portante, può indurre a interpretazioni non corrette dei battimenti, quando si ricevono più stazioni contemporaneamente. In questi casi risulta molto utile visualizzare la situazione del canale sullo schermo di un analizzatore di spettro; è possibile così variare la frequenza del sintetizzatore fino a farla coincidere proprio con la portante.

Comunque è da tenere presente che la perizia dell'operatore ha importanza decisiva in questo tipo di misure che devono quindi essere affidate a personale altamente specializzato. (1509)

## BIBLIOGRAFIA

1 - Lari G.: *Mesures de taux de modulation au Centre de Contrôle de la RAI à Monza.* « Revue de l'UER », n. 93, ottobre 1965.

2 - Gentile G.: *Antennes de reception pour ondes métriques et decimétriques du Centre de Contrôle de la RAI à Sorrento.* « Revue de l'UER », n. 119, febbraio 1970.

3 - Lari G.: *Complessi per misura di frequenza nel Centro di Controllo della RAI a Monza.* « Elettronica », n. 5, settembre-ottobre 1954.



# UTILIZZAZIONE DEI SEGNALI DI TEMPO CAMPIONE DELL'IEN DISTRIBUITI SULLA RETE TELEFONICA DI TORINO

GIULIO GREGORETTI - UMBERTO PISANI (*)

*SOMMARIO — Si descrive un'apparecchiatura elettronica che, mediante l'elaborazione del segnale di tempo campione generato dall'Istituto Elettrotecnico Nazionale e distribuito sulla rete telefonica di Torino, ricostruisce un « secondo campione », utilizzabile direttamente in laboratorio. Si riportano alcune misure di prova per la valutazione delle imprecisioni ottenibili ed un esempio di applicazioni alla misura della frequenza e della deriva a lungo termine di un oscillatore a quarzo*

*SUMMARY —* ***Direct use of IEN standard time signals, distributed on telephone lines.*** *An electronic circuit, giving a time interval of one second from the IEN (Istituto Elettrotecnico Nazionale) standard time signal distributed by means of the telephone system of Turin, is described. Some results of test measurements carried out for the evaluation of the precision and an example of application are reported.*

## 1. Introduzione.

Tra i vari servizi che l'Istituto Elettrotecnico Nazionale « Galileo Ferraris » (IEN) mette a disposizione degli utenti vi è, come è noto, la distribuzione di un segnale di tempo campione (ST) tramite la SIP entro tutta la rete telefonica urbana di Torino, a cui ciascun utente può accedere mediante la composizione del numero telefonico 199 [1].

Tali segnali sono costituiti da pacchetti di 5 cicli alla frequenza campione di 1 kHz, aventi la cadenza di 1 s, preceduti e seguiti da un intervallo di guardia, ossia di assenza di segnale, anch'esso della durata, come il pacchetto suddetto, di 5 ms. Per i restanti 985 ms viene inserita una frequenza campione di 1.000 Hz o di 440 Hz a minuti alterni (rispettivamente nei minuti pari e dispari). A partire dall'ultimo secondo di ogni minuto, per cinque secondi, il segnale viene variato come segue: i segnali di frequenza, compresi fra i pacchetti del ST, sono eliminati nell'ultimo secondo e nel primo secondo di ogni minuto, e, durante i successivi tre secondi, sono sostituiti da annunci in fonia del tempo in ore e minuti; inoltre il pacchetto, che individua l'inizio del minuto, è costituito da 100, invece di 5, cicli della frequenza campione di 1 kHz (fig. 1).

Lo scopo di questo lavoro è lo studio di un sistema per utilizzare in modo semplice, entro la rete urbana, tale segnale campione, quando si voglia controllare la frequenza di un campione secondario, quale per esempio l'oscillatore a quarzo di un frequenzimetro a contatore.

(*) Prof. dr. Giulio Gregoretti, dr. ing. Umberto Pisani, dell'Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni del Politecnico di Torino.

Dattiloscritto pervenuto il 2 ottobre 1972.

[1] Si ricorda che la SIP fornisce in uso uno speciale commutatore per il prelievo elettrico dei segnali.

Dopo una descrizione dell'apparecchiatura elettronica utilizzata, sono riportate alcune misure di verifica della sua funzionalità, effettuate nel laboratorio di Tempo e Frequenza Campione dell'IEN, in modo da valutare l'imprecisione da cui è affetto l'intervallo così ottenuto. Infine, come applicazione, si danno i risultati di alcune misure della frequenza e della deriva a lungo termine dell'oscillatore a quarzo di un frequenzimetro a contatore tipo HP 5245L effettuate presso l'Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni (IET) del Politecnico di Torino. Quest'ultima misura è stata fatta in tre modi diversi:

*a*) utilizzando il segnale di tempo fornito dalla SIP;

*b*) utilizzando il segnale di tempo proveniente direttamente dall'IEN tramite un collegamento via filo (linea telefonica) istallato tra l'IEN e l'IET del Politecnico;

*c*) mediante un sistema di misura del periodo dei battimenti originati tra la frequenza incognita e quella campione di 5 MHz, portante del trasmettitore campione ad onda corta dell'IEN (il cui nominativo è IBF).

## 2. Descrizione dell'apparecchiatura elettronica.

Il sistema si basa su un formatore di onda quadra i cui fronti di discesa, che determinano il secondo campione, sono generati, mediante un comparatore di soglia (con tensione di soglia $V_r$ negativa) dopo il primo passaggio per lo zero in discesa del segnale di tempo campione (fig. 2).

Un funzionamento corretto del formatore richiede che questo venga abilitato a commutare soltanto in corrispondenza dell'istante desiderato e quindi si deve creare una porta che si apra in sincronismo con il segnale di tempo campione. A tale scopo ci si serve di

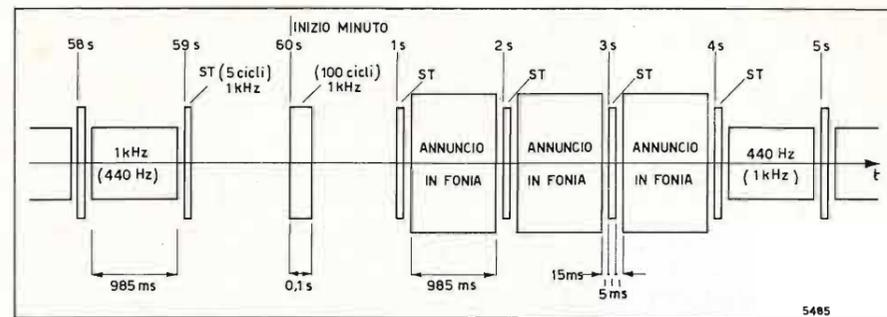



Fig. 1. — Segnale ST composito in corrispondenza della fine di un minuto e dell'inizio del successivo. L'annuncio in fonia dura 3 secondi ma in esso sono inseriti i pacchetti di 5 cicli della frequenza campione di 1 kHz; (l'interruzione di 15 ms in pratica non è avvertita all'ascolto).

un segnale ausiliario del periodo di 1 s ottenuto per demoltiplicazione della frequenza (nel nostro caso di 1 MHz) di un oscillatore a quarzo, che può essere lo stesso campione interno del frequenzimetro in prova. La sincronizzazione è ottenuta facendo iniziare la divisione di frequenza con un certo anticipo, che può essere variato da 1 a 4 ms, rispetto all'inizio del pacchetto del ST.

Lo schema del circuito adottato è riportato in figura 3. Il segnale campione ST è inviato attraverso uno stadio d'entrata a collettore comune (transistore $T_1$) al transistore $T_2$ che, in assenza di segnale, è normalmente in saturazione e viene interdetto durante le semionde negative. All'uscita di tale stadio si ha un segnale squadrato di ampiezza pari a circa 5 V, il quale, attraverso un rivelatore di cresta, con costante di tempo di 5 ms, ed uno stadio a collettore comune (transistore $T_3$) è posto all'entrata non invertente di un comparatore di soglia $C_{ss}$, alla cui entrata invertente è applicata una tensione di soglia variabile tramite $R_{42}$.

Le forme d'onda che si hanno nei punti dello schema contrassegnati coi numeri (1) (2) (3) e (4) sono riportate in figura 4.

Premendo il tasto T posto all'entrata S del bistabile $FF_1$, sulla cui entrata R è presente la forma d'onda (4), si azzerano le decadi di divisione DE.

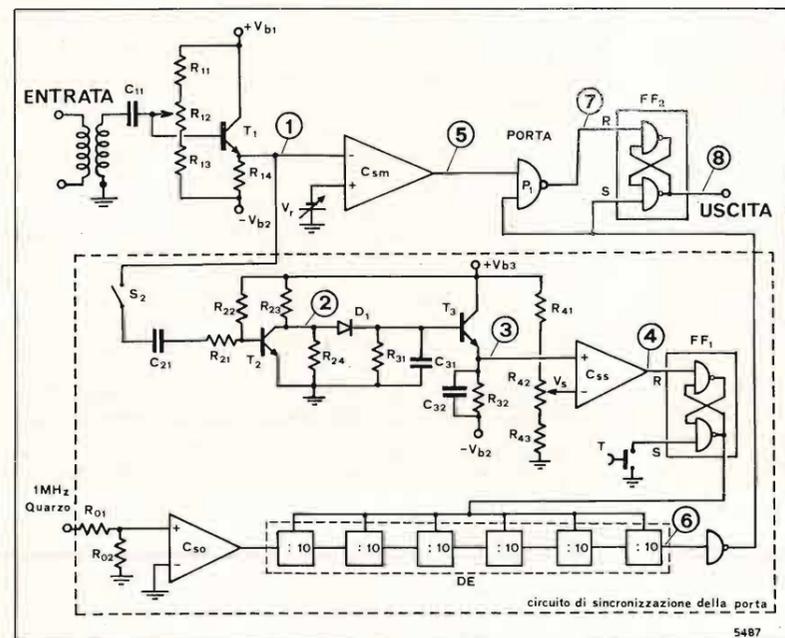



Fig. 3. — Schema dell'apparecchiatura elettronica.

Quando tale tasto viene sollevato, il primo fronte di discesa che si presenta all'entrata R di $FF_1$, istante $t_s$ di figura 4, determina una commutazione in uscita facendo iniziare il conteggio, che continua finché non

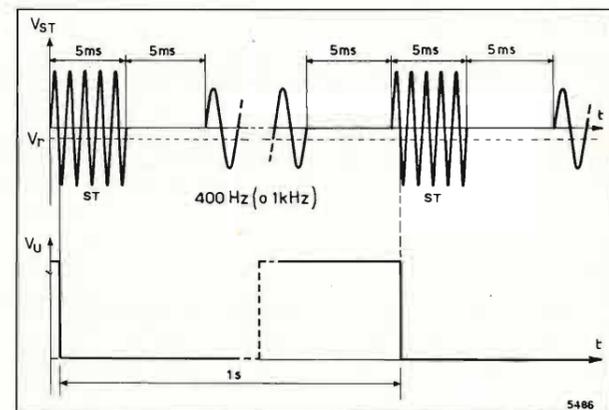



Fig. 2. — Tensione di uscita ($V_U$) in relazione al segnale di tempo ($V_{ST}$) all'entrata dell'apparecchiatura.

viene nuovamente premuto T. Alla fine della catena di demoltiplicazione si ha un'onda quadra di periodo 1 s col fronte di discesa sincrono con l'istante $t_s$ d'inizio del conteggio. L'aggancio fallisce soltanto se il tasto è sollevato nell'intervallo $t_s - t_1$ (fig. 4) che è di durata pari a circa 10 ms, per cui tale evento ha l'1% di probabilità di accadere [2]. Per questo motivo conviene controllare, mediante un oscilloscopio, che si sia ottenuta la sincronizzazione, e che l'apparecchiatura quindi funzioni correttamente. L'onda quadra con il periodo di 1 s comanda, attraverso un invertitore, l'apertura di una porta NAND $P_1$ alla quale vengono inviati gli impulsi generati dal comparatore di soglia $C_{sm}$, con tensione di confronto $V_r$. Lo stadio successivo, costituito da $FF_2$, serve a memorizzare il primo impulso proveniente dalla porta, che è quello determinato dal confronto tra la tensione $V_r$ e ST. La figura 5 illustra le forme d'onda nei punti contrassegnati sullo schema di

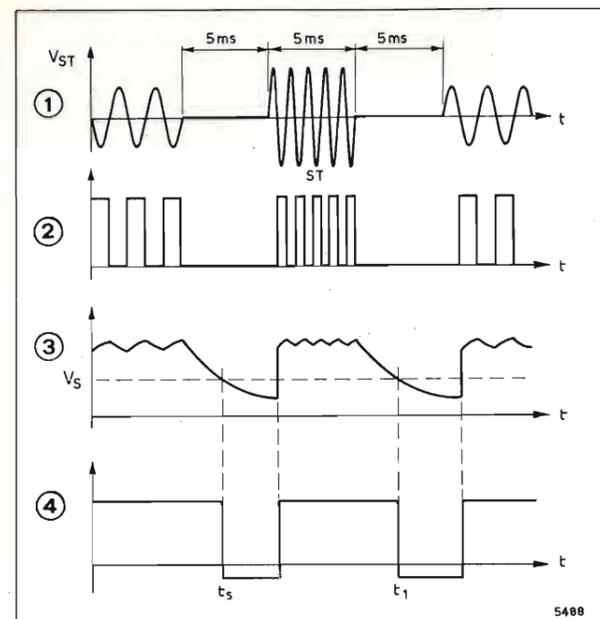
(2) Se si escludono i secondi che vanno dall'ultimo di un minuto al quarto del minuto successivo in cui la forma d'onda (4) è disturbata dall'annuncio in fonia.





Fig. 4. — Forme d'onda nei punti contrassegnati coi numeri (1), (2), (3), (4) del circuito di figura 3.

Fig. 5. — Forme d'onda nei punti contrassegnati coi numeri (1), (5), (6), (7), (8) del circuito di figura 3.

figura 3 coi numeri (5), (6), (7), (8) e la loro relazione di fase col segnale campione (1).

Una volta che sia avvenuto l'aggancio, l'interruttore $S_2$ di figura 3 può essere aperto per evitare le pur piccole deformazioni che sono provocate, sul segnale campione, dall'assorbimento di corrente del transistore $T_2$. È da notare che l'inevitabile deriva dell'oscillatore a quarzo, che produce il secondo ausiliario, tende a fare slittare il comando di apertura della porta $P_1$ rispetto a ST; con l'accorgimento di anticipare $t_s$ di 1 o 4 ms rispetto a $t_c$ (fig. 5), a seconda del segno della deriva, si riesce tuttavia facilmente a mantenere il sincronismo per la durata della misura. Conviene comunque fare in modo che l'intervallo $t_s - t_c$ sia il più piccolo possibile, compatibilmente con la durata della misura (in relazione alla deriva dell'oscillatore a quarzo), in modo da evitare che eventuali forti segnali di disturbo, presenti sulla linea, provochino false commutazioni che porterebbero ad errori grossolani.

## 3. Misure di controllo.

Per esaminare le prestazioni dell'apparecchiatura e le caratteristiche del segnale di tempo ottenuto all'uscita del circuito, sono state fatte presso l'IEN:

3.1. - misure delle fluttuazioni degli istanti che determinano il secondo ottenuto all'uscita dell'apparecchiatura, al cui ingresso sono stati inviati successivamente tre tipi di segnali campioni di tempo, rispetto a quello della scala nazionale di tempo custodita presso l'IEN ed indicata con TUC(IEN) [3];

3.2. - misure dell'intervallo di tempo campione ottenuto dall'apparecchiatura.

(3) La sigla TUC sta ad indicare il Tempo Universale Coordinato.

### 3.1. MISURE DELLE FLUTTUAZIONI DEGLI ISTANTI CHE DETERMINANO IL SECONDO.

Il segnale di tempo, preso come riferimento, è costituito da un impulso positivo il cui fronte in salita determina l'inizio di ogni secondo di TUC(IEN). Per le misure si è utilizzata l'apparecchiatura nota come « Computing Counter System » della serie HP 5360 fornita del cassetto HP 5379A per misure di precisione di intervalli di tempo, e collegata ad una stam-

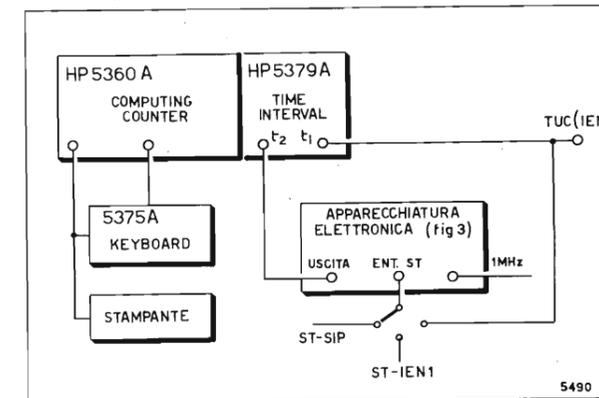



Fig. 6. — Schema a blocchi del banco di misura per la valutazione delle fluttuazioni degli istanti che determinano il secondo, ottenuto dall'apparecchiatura, rispetto al TUC (IEN).

pante. Lo schema del banco di misura è riportato in figura 6.

Una prima misura, fatta per valutare le fluttuazioni proprie dei tempi di commutazione dei circuiti dell'apparecchiatura, è consistita nell'inviare all'entrata della stessa il segnale impulsivo a fronte ripido di TUC(IEN) e confrontare con esso il segnale $V_o$ in uscita. Con il « Computing counter » sono stati misurati gli intervalli di tempo $t_i$ (fig. 7), e, mediante l'elaboratore, sono stati calcolati direttamente le differenze $D_i = t_{i+1} - t_i$ e lo scarto quadratico medio

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N} (D_i - \bar{D})^2}{N}}$$

per un numero $N = 100$ di campioni, avendo indicato con $\bar{D}$ il valore medio $D_i$.

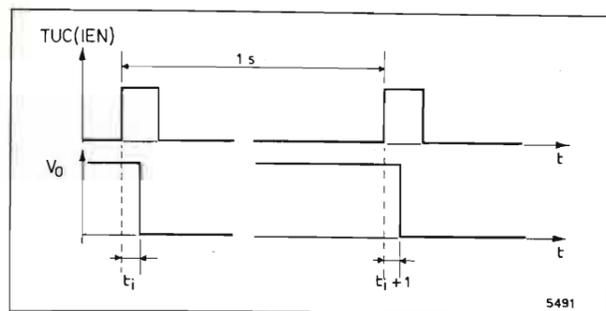



Fig. 7. — Confronto fra il segnale impulsivo TUC(IEN) e il segnale $V_o$.

Come seconda prova, si è confrontato l'istante del secondo di TUC(IEN) con quello generato dall'apparecchiatura pilotata dal segnale ST-IEN1 che l'IEN fornisce alla SIP per essere immesso nella rete urbana. Come nel caso precedente si è valutato lo scarto quadratico medio $\sigma$.

Infine si è inviato all'entrata dell'apparecchiatura il segnale di tempo ST-SIP proveniente dalla rete telefonica, effettuando misure analoghe su di esso.

Esaminando i risultati di tali prove, riportati in Tabella 1, si possono fare le seguenti considerazioni:

*a*) Le fluttuazioni dei ritardi di commutazione dei circuiti dell'apparecchiatura sono di alcuni ordini di grandezza più piccoli di quelle dovute alle tensioni di rumore presenti sia sui segnali, sia sulla tensione di soglia. I disturbi dovuti al rumore, determinano la precisione della misura; essi sono tanto più sentiti quanto minore è la pendenza del segnale di tempo nell'istante di attraversamento del livello di riferimento.

*b*) Il deterioramento che si nota nel segnale ST-SIP rispetto a quello ST-IEN1 è da attribuirsi alla notevole diminuzione del rapporto segnale/rumore. Inoltre il segnale ST-SIP può presentare, negli istanti immediatamente precedenti i 5 cicli a 1.000 Hz, transitori variabili, particolarmente in corrispondenza dei secondi alla fine ed all'inizio del minuto. Queste fluttuazioni, che comportano un errore nel confronto con la tensione di soglia, non sono sufficientemente bloccate dal trasformatore

Tabella 1
**Misure di fluttuazione dei tempi di commutazione**

| Segnali inviati all'entrata dell'apparato | Scarto quadratico medio $\sigma$ per $N = 100$ | | |
|---|---|---|---|
| | numero di misure | $\sigma_{max}$ (μs) | $\sigma_{min}$ (μs) |
| TUC (IEN) | 14 | 0,23 × 10⁻³ | 0,19 × 10⁻³ |
| ST-IEN 1 | 13 | 0,18 | 0,13 |
| ST-SIP | 15 | 1,5 | 0,87 |

di accoppiamento alla linea telefonica e quindi si è dovuto introdurre, tra questo e lo stadio d'entrata, una capacità di qualche centinaio di picofarad. Tale accorgimento, pur avendo l'inconveniente di ridurre l'ampiezza del segnale di circa 5 volte, ha permesso di ridurre i disturbi di circa 50 volte. La figura 8a mostra il segnale ST-SIP presente ai morsetti secondari del trasformatore d'entrata dell'apparecchiatura; in figura 8b è invece rappresentato il segnale che si ha all'entrata del comparatore di soglia $C_{sm}$. La tensione di riferimento $V_r$ è stata posta al valore di —1,2 volt.

### 3.2. MISURE DELL'INTERVALLO DI TEMPO FORNITO DALL'APPARECCHIATURA.

Sono state effettuate misure dell'intervallo di tempo del secondo ottenuto all'uscita dell'apparecchiatura, sia nel caso di utilizzazione del segnale ST-IEN1, sia nel caso di utilizzazione del segnale ST-SIP. Anche in questo caso le misure sono state fatte con il « Computing counter » HP 5360A utilizzando il cassetto

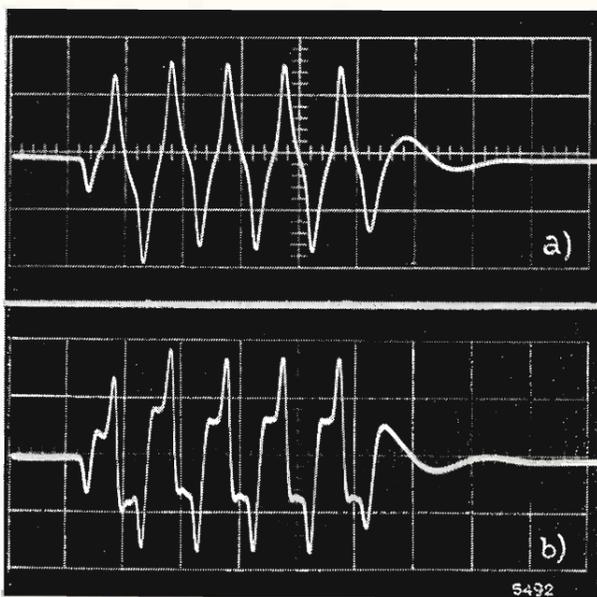



Fig. 8. — Rappresentazione oscillografica del segnale di tempo ST-SIP: *a*) ai morsetti secondari del trasformatore d'entrata (scala ordinate: 5V/quadretto, scala ascisse: 1 ms/quadretto); *b*) nel punto (1) dello schema di figura 3 (scala ordinate: 1V/quadretto, scala ascisse: 1 ms/quadretto).





HP 5379A, che permette di ottenere una risoluzione di misura di 100 ps ed un'accuratezza di ± 500 ps. Si è ricavato lo scarto quadratico medio rispetto al valore medio per $N = 100$ misure. I risultati sperimentali, ottenuti da una decina di gruppi di 100 misure ciascuno, sono riportati in Tabella 2.

Tabella 2
**Misure statistiche di errore del secondo**

| Segnale utilizzato | Scarto quadratico medio $\sigma$ per $N = 100$ (μs) | |
|---|---|---|
| | Massimo | Minimo |
| ST - IEN 1 | 0,45 | 0,27 |
| ST - SIP | 1,1 | 0,62 |

Risulta che per il segnale ST-SIP i valori dello scarto quadratico medio della Tabella 2 sono circa uguali a quelli della Tabella 1, mentre per il segnale ST-IEN1 quelli della Tabella 2 sono circa doppi.

Dal confronto dei risultati ottenuti con ST-IEN1 ed ST-SIP, si può valutare che il degradamento introdotto dal mezzo di trasmissione telefonico, in termini di precisione dell'intervallo campione ottenibile, è di circa 2 o 3 volte. Invece di utilizzare il segnale del secondo generato dall'apparecchiatura, si possono utilizzare intervalli uguali a potenze di 10, secondo numeri interi, di detto intervallo. Risulta evidentemente che questi intervalli sono determinati con una precisione relativa migliore di un ordine di grandezza per ogni potenza di 10.

## 4. Esempio di misure eseguibili.

Come verifica delle prestazioni ottenibili dall'utilizzazione del segnale di tempo ST-SIP sono state fatte alcune misure della frequenza dell'oscillatore a quarzo interno al frequenziometro a contatore tipo HP 5245L, il quale presenta, secondo i dati di manuale, le seguenti caratteristiche:

— frequenza nominale: 1 MHz;

— stabilità di frequenza: migliore di $3 \cdot 10^{-9}$/giorno dopo 72 ore di funzionamento ininterrotto, $\pm 2 \cdot 10^{-10}$/°C in funzione della temperatura ambiente.

Le misure sono state fatte utilizzando lo stesso frequenzimetro 5245L alla cui entrata sono stati inviati i segnali del secondo ottenuti sia da ST-SIP sia da ST-IEN2 (ricevuto tramite il collegamento diretto via filo). Utilizzando tale strumento come misuratore di periodo, si è mantenuta aperta la porta per la durata di 1.000 s (commutatore « Period average » in posizione 1.000), e si sono conteggiati, posizionando il commutatore « time base » in 0,1 μs, i periodi corrispondenti alla frequenza di 10 MHz ottenuta all'interno del frequenzimetro per moltiplicazione della frequenza di 1 MHz dell'oscillatore a quarzo. In tale caso l'indeterminazione di conteggio di ± 1 unità propria del contatore influenza la misura con un errore relativo di $\pm 1 \cdot 10^{-10}$.

Per avere un termine di confronto, la stessa frequenza è stata misurata con un metodo a battimenti, come già precedentemente accennato utilizzando come campione, con imprecisione di qualche unità di $10^{-12}$, il segnale di 5 MHz, che costituisce la portante di IBF (bibl. 4), ricevuto mediante un radioricevitore Collins [4].

Accoppiando lascamente all'antenna del radioricevitore il segnale del quarzo in misura, si ottiene una media frequenza modulata con frequenza pari al battimento tra la portante di IBF e la 5ª armonica del quarzo. Se si osserva questo segnale sullo schermo di un oscilloscopio (fig. 9), si può agevolmente misurarne il periodo, rilevando un numero sufficientemente alto di battimenti. Da questo si risale facilmente allo scarto tra le due frequenze.

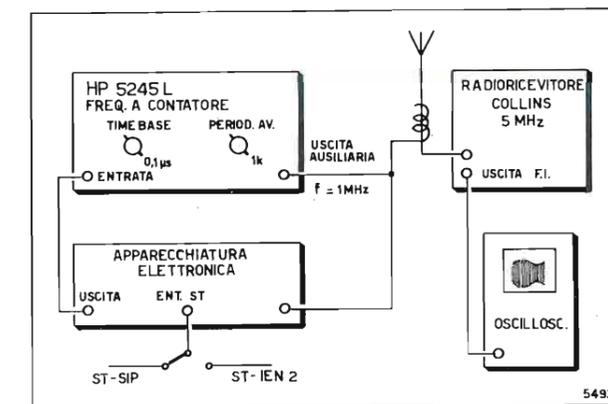



Fig. 9. — Schema a blocchi del banco per la misura della frequenza dell'oscillatore a quarzo del frequenziometro a contatore HP 5245L.

Nel nostro caso particolare, considerando valida l'ipotesi di ricezione del solo raggio diretto, in quanto il trasmettitore dista 4-5 chilometri dal ricevitore, con una indeterminazione di ± 2 s sulla misura del periodo di 100 battimenti (corrispondenti a circa 600 s), l'errore relativo da cui è affetta la misura dello scarto di frequenza del quarzo è di circa $\pm 1 \cdot 10^{-10}$.

Il banco di misura è stato allestito secondo lo schema di figura 9, le prove sono iniziate dopo che l'oscillatore aveva raggiunto il regime termico di 72 ore e sono proseguite per alcuni giorni di funzionamento ininterrotto.

La scelta del tempo di misura di 1.000 s (che corrisponde a circa 17 minuti) è stata determinata dal fatto di avere la massima precisione compatibilmente con la durata del collegamento telefonico che viene disinserito automaticamente in centrale dopo circa 40 minuti. Nel grafico di figura 10 sono riportati i valori degli scarti relativi di frequenza rispetto a quella nominale di 1 MHz dell'oscillatore a quarzo in funzione del tempo. Per comodità, la scala dei tempi è stata divisa in giorni a partire dall'inizio del funzionamento ed in ciascun giorno sono riportate le ore in cui sono state effettuate le misure.

Si noti come la dispersione dei dati relativi alle misure con il segnale telefonico sia alquanto più ele-

[4] Tale precisione del confronto è possibile in quanto viene utilizzata l'onda superficiale (bibl. 5).

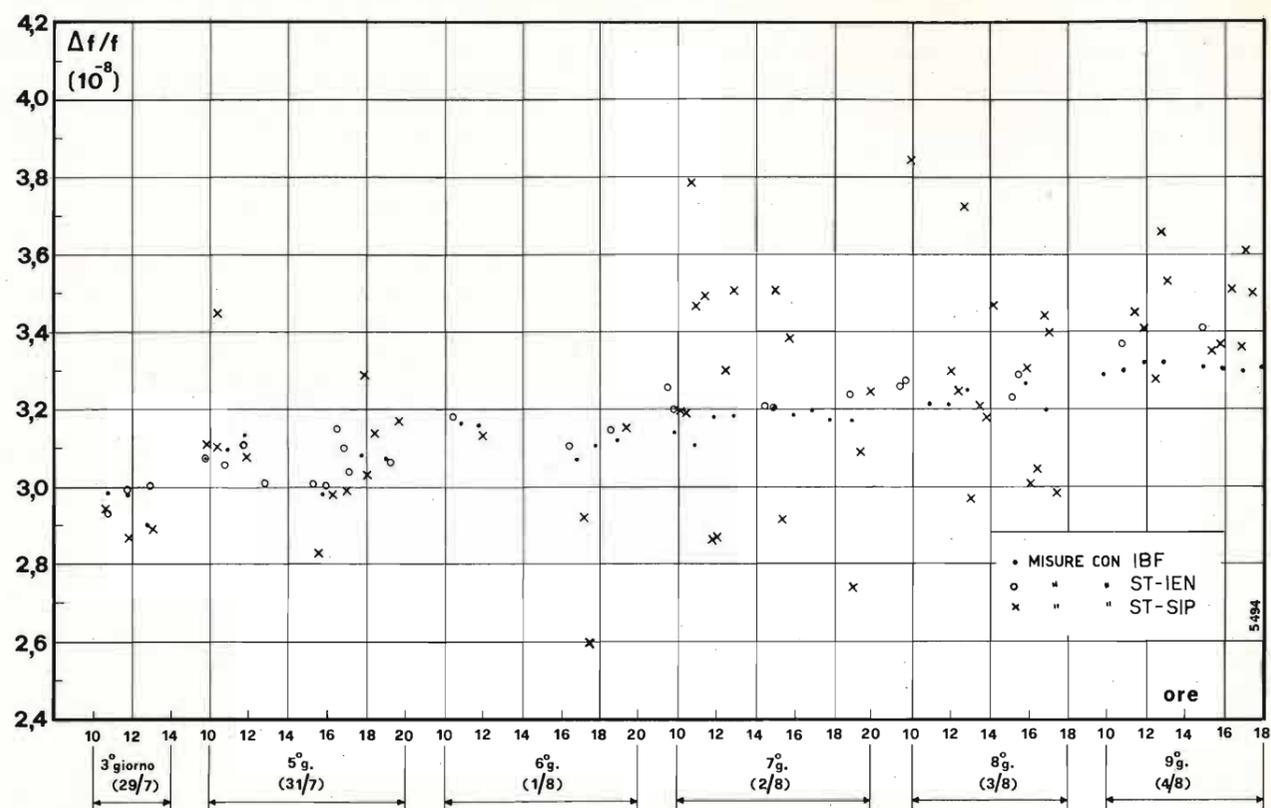



Fig. 10. — Scarti relativi di frequenza rispetto a quella nominale misura sull'oscillatore a quarzo del frequenziometro a contatore HP 5245L.

vata di quella relativa alle misure fatte con il segnale diretto e con il metodo a battimenti. Nel caso peggiore lo scarto tra il valore massimo e minimo di misura risulta di circa $11 \times 10^{-9}$ per il segnale ST-SIP, e di circa $1{,}6 \times 10^{-9}$ per il segnale ST-IEN2.

Se si usa l'accortezza di iniziare la misura in istanti in cui il segnale ST-SIP presenta minori disturbi (che con buona probabilità si verificano maggiormente nei secondi che precedono e seguono l'inizio di un minuto), la dispersione dei valori può essere ridotta e lo scarto massimo diventa di $8 \times 10^{-9}$, come è stato verificato in una serie di misure successive a quelle qui riportate.

Risulta che l'uso di un intervallo di tempo campione di $10^3$ s ha aumentato di circa $10^3$ volte la precisione rispetto al caso della Tabella 2, come previsto.

In Tabella 3 sono riportati i valori $(\Delta f/f)_{\text{med}}$ medi dell'insieme delle misure effettuate in ciascun giorno, con il segnale telefonico e lo scarto quadratico medio relativo $\sigma_r$ di ciascun gruppo di misure.

In figura 11 sono riportati i punti relativi ai valori medi giornalieri delle misure effettuate con i tre sistemi diversi, in funzione del giorno a cui si riferiscono. Come si vede l'accordo è abbastanza soddisfacente ed i valori ottenuti con il segnale ST-SIP sono compresi in una fascia la cui ampiezza è di circa $1 \times 10^{-9}$. La deriva dell'oscillatore a quarzo può essere così agevolmente misurata e risulta di $\simeq 0{,}8 \times 10^{-9}$ al giorno.

Tabella 3
**Errori relativi di frequenza del segnale telefonico**

| Giorno | $(\Delta f/f)_{\text{med}}$ $\times 10^{-8}$ | $\sigma$ $\times 10^{-9}$ s |
|---|---|---|
| 29.7 | 2,903 | — |
| 31.7 | 3,105 | 2,6 |
| 1.8 | 3,090 | — |
| 2.8 | 3,238 | 2,87 |
| 3.8 | 3,274 | 2,87 |
| 4.8 | 3,404 | 1,87 |

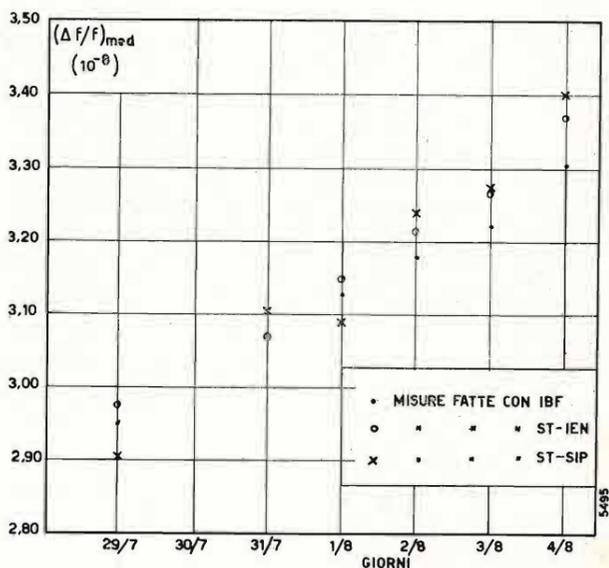



Fig. 11. — Scarti relativi di frequenza ottenuti dalla media delle misure effettuate durante ciascun giorno.





## 6. Conclusioni.

Si sono esaminate le possibilità di utilizzazione, da parte di un qualsiasi utente telefonico, il segnale di tempo campione distribuito dalla SIP sulla rete urbana di Torino. Per far ciò l'utente deve disporre dell'attacco elettrico derivato dall'apparecchio telefonico e dell'apparecchiatura elettronica ausiliaria descritta nel corso dell'articolo.

Le prove effettuate hanno imprecisioni massime che variano in termini di errore quadratico medio da $1{,}5 \times 10^{-6}$ nel caso dell'intervallo di 1 s, a circa $3 \times 10^{-9}$ nel caso dell'intervallo di 1.000 s. L'utente può scegliere il periodo di misura che gli consente di avere una precisione dell'ordine di grandezza sufficiente alle proprie esigenze, eseguire un certo numero di misure ed effettuare la media dei valori ottenuti. In generale si può affermare che il sistema consente di fare misure di frequenza con precisioni massime di alcune unità $\times 10^{-9}$ e, ripetendo le misure in giorni successivi, si possono misurare derive di frequenza dell'ordine di $1 \times 10^{-9}$ per giorno. La limitazione alla precisione ottenibile è data dal fatto che, per la durata limitata del tempo del collegamento telefonico, non possono essere utilizzati periodi di misura di 10.000 s. Misure con periodi così elevati avrebbero comunque una maggiore, seppur piccola, probabilità di essere affette da disturbi accidentali tali da infirmare completamente i risultati.

Gli autori desiderano ringraziare il per. ind. E. Angelotti per la collaborazione data nell'effettuazione delle misure presso l'IEN. (1507)

BIBLIOGRAFIA


1 - GIACHINO G: *Utilizzazione dei segnali campione dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale.* « Alta Frequenza », XXXI, n. 12, dicembre 1962.

2 - ANGELOTTI E., BLANDAMURA F.: *Le distribuzioni di tempo e frequenza dell'IEN.* « Rendiconti della LXXII Riunione Annuale AEI », 1971.

3 - FRATTINI R.: *Studio delle deformazioni di un segnale di tempo campione.* « Alta Frequenza », XXXI, n. 10, ottobre 1962.

4 - EGIDI C., LESCHIUTTA S.: *Il nuovo impianto della stazione campione IBM.* « Elettronica e Telecomunicazioni », XVII, n. 4, 1968, p. 125.

5 - LESCHIUTTA S.: *Precisione di segnali di tempo e frequenza campione ad onda diretta.* « Atti del Colloquio sui problemi della determinazione, conservazione e sincronizzazione del tempo », Milano, aprile 1968.

# LA TRASFORMATA RAPIDA DI FOURIER (FFT) NELL'ANALISI DI SISTEMI LINEARI ANALOGICI E NUMERICI MEDIANTE ELABORATORE


UMBERTO MAZZEI (*)



*SOMMARIO — Si illustra, da un punto di vista teorico ed applicativo insieme, la nuova tecnica numerica FFT (Fast Fourier Transform), la quale consente di eseguire l'analisi di Fourier mediante elaboratore con notevole velocità e precisione. Vengono descritte le modalità di impiego della FFT nell'analisi dei sistemi lineari (filtri) comunemente usati nelle comunicazioni, descrivendo i programmi di calcolo in alcune applicazioni pratiche.*

*SUMMARY —* ***The Fast Fourier Transform (FFT) in the computerized analysis of analog and digital linear systems.*** *In this paper the new computational procedure FFT (Fast Fourier Transform) is described from both a theoretical and practical viewpoint. The main feature of this algorithm is that it allows high speed and good accuracy in the computerized Fourier analysis. The approach to the analysis of typical linear networks (filters) commonly used in communication systems is illustrated and the related computer programs are sketched.*


## 1. Introduzione.

È ben nota la fondamentale importanza del ruolo svolto dall'analisi di Fourier nello sviluppo di numerose branche della fisica e dell'ingegneria moderna, e in special modo nel campo delle comunicazioni elettriche. Se da un lato la trasformata di Fourier costituisce uno dei cardini della teoria delle comunicazioni elettriche, consentendo la rappresentazione e lo studio dei segnali temporali nel dominio della frequenza, è pur vero che sovente, nell'applicazione all'analisi di sistemi continui o discreti, si va incontro a notevoli difficoltà di calcolo; quando poi il sistema in esame è definito mediante caratteristiche di natura sperimentale e non bene approssimabili analiticamente, l'uso della trasformata di Fourier diviene praticamente impossibile.

L'avvento degli elaboratori elettronici ha aperto nuove vie nell'analisi dei sistemi e consentito di superare molti dei problemi cui si è accennato prima mediante l'impiego di metodologie numeriche; tra queste ha assunto in questi ultimi anni una notevole importanza una nuova tecnica numerica, nota con la sigla FFT (Fast Fourier Transform) e già largamente utilizzata sia nel campo delle comunicazioni elettriche per l'analisi spettrale e il filtraggio numerico, sia nel campo della medicina per il trattamento di particolari segnali (elettrocardiografici, elettroencefalografici, ecc.) (bibliografia 1, 2).

La FFT, poiché derivata direttamente dalla trasformata di Fourier, presenta una notevole versatilità e facilità di impiego, nonché una notevole velocità e precisione di calcolo, grazie alla semplicità e alla compattezza degli algoritmi utilizzati. Ma il vantaggio maggiore di questa tecnica risiede nella sua larga applicabilità nell'analisi dei sistemi lineari, sia discreti, sia continui (ricorrendo per quest'ultimi al teorema del campionamento), anche in quei casi in cui altre tecniche (trasformata Z, variabili di stato, ecc.), richiedendo una descrizione del sistema in forma analitica, risultano di non facile impiego.

In questo lavoro, partendo dalla trasformata di Fourier, vengono dapprima derivate le caratteristiche e le proprietà della trasformata di Fourier campionata (DFT - Discrete Fourier Transform), che costituisce la base dei vari algoritmi di calcolo che vanno sotto il nome di FFT. Vengono poi descritte le caratteristiche e la struttura dell'algoritmo FFT utilizzato in questo lavoro e ne sono illustrate le modalità di impiego e i programmi di calcolo in alcune applicazioni pratiche riguardanti lo studio e la simulazione dei sistemi lineari.

## 2. La trasformata di Fourier campionata (DFT)

### 2.1. Definizione della trasformata di Fourier campionata.

Nello studio dei sistemi analogici mediante tecniche numeriche è di fondamentale importanza la rappresentazione di tali sistemi in forma discreta; tale passaggio dal continuo al discreto è realizzato dal campionamento.

Un segnale $f(t)$ continuo e nullo per $t < 0$ viene rappresentato in forma discreta dal segnale campionato $f_s(t)$:

$$f_s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} T\, f(nT)\, \delta(t - nT)\,, \qquad [1]$$

ove: $T =$ periodo di campionamento; $n =$ numero intero; $\delta(t) =$ funzione impulsiva di Dirach.

(*) Dott. Ing. Umberto Mazzei del Centro Studi e Laboratori di Telecomunicazioni (CSELT), Torino.


Dattiloscritto pervenuto il 18 settembre 1972.

Se la frequenza di campionamento $f_c = 1/T$ è scelta opportunamente (ossia maggiore o uguale al doppio della massima frequenza che compone il segnale, frequenza di Nyquist), $f_s(t)$ conserva tutto il contenuto di informazione di $f(t)$ ed è quindi pienamente valida la rappresentazione in forma discreta.

Eseguendo la trasformata di Fourier di $f_s(t)$ si ottiene:

$$F_s(\omega) = \sum_{n=0}^{\infty} T\, f(nT)\, e^{-j\omega nT} \qquad [2]$$

ove $F_s(\omega)$ è chiaramente una funzione continua della pulsazione $\omega$ e periodica con periodo $\omega_c = 2\pi/T$.

Indicando con $F(\omega)$ la trasformata di Fourier del segnale $f(t)$ supposto continuo e ad energia finita (ossia Fourier-trasformabile), si può dimostrare che, per qualsiasi scelta del valore di $\omega_c$, è valida la relazione:

$$F_s(\omega) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} F(\omega + i\,\omega_c), \qquad [3]$$

con $i$ = numero intero.

Dalla [3] risulta che lo spettro di ampiezza del segnale campionato $f_s(t)$ si ottiene ripetendo periodicamente lo spettro $F(\omega)$ con periodo (1) $2\pi/T$ e sommando tutti gli spettri ottenuti per traslazione. Se la frequenza di campionamento è minore della frequenza di Nyquist è evidente che in tale operazione di traslazione e di somma si avranno zone di sovrapposizione degli spettri elementari $F(\omega)$, con una conseguente perdita più o meno grave del contenuto di informazione del segnale. Se invece non si verifica tale fenomeno di sovrapposizione, lo spettro $F_s(\omega)$ riproduce esattamente lo spettro $F(\omega)$ dentro la banda del segnale stesso.

Fatte tali premesse sul campionamento nel dominio del tempo, ci proponiamo di estendere il concetto di campionamento al dominio della frequenza.

Dato il segnale campionato $f_s(t)$ definito da una sequenza $f(nT)$ con un numero finito $N$ di campioni (con $T$ periodo di campionamento e $0 \leqslant n \leqslant N-1$), possiamo rappresentare un periodo dello spettro $F_s(\omega)$ mediante $N$ campioni, definendo così la trasformata di Fourier campionata di $f(t)$ (bibl. 1) nella forma (vedi [2]):

$$F(k\Omega) = \sum_{n=0}^{N-1} T\, f(nT)\, e^{-j\Omega T n k} \qquad [4]$$

in cui $k$ è un numero intero e $\Omega$ è la differenza di pulsazione tra due campioni spettrali consecutivi, ossia:

$$\Omega = \frac{2\pi}{NT}. \qquad [5]$$

La trasformata di Fourier campionata è indicata con la sigla DFT (Discrete Fourier Transform).

### 2.2 Alcune proprietà della DFT.

Data la periodicità di $F_s(\omega)$, è chiaro che la DFT definita dalla [4] può assumere, al variare di $k$, solo $N$ valori distinti ed è quindi rappresentata da una sequenza periodica di campioni spettrali con periodo $N$. Si può mettere in rilievo tale periodicità dicendo che l'intero $k$ nel secondo membro della [4] è definito a modulo $N$; nel seguito sarà usata la notazione «$k$ a modulo $N$» mediante il simbolo $((k))$.

È anche interessante mettere in evidenza il legame esistente tra la DFT e la $Z$-trasformata di un segnale campionato di $N$ campioni definita nella forma:

$$F(Z) = \sum_{n=0}^{N-1} f(nT)\, Z^{-n}. \qquad [6]$$

Confrontando infatti la [6] con la [4] si vede che, a meno della costante moltiplicativa $T$, la DFT del segnale $f_s(t)$ rappresenta la $Z$-trasformata del medesimo segnale calcolata negli $N$ punti del piano $Z$ giacenti sul cerchio unitario con centro nell'origine e tutti ugualmente spaziati tra loro di un angolo $\Omega T = 2\pi/N$ radianti.

In analogia con la antitrasformata di Fourier, è possibile invertire la DFT in modo da ricostruire la sequenza $f(nT)$ degli $N$ campioni del segnale a partire dalla sequenza $F(k\Omega)$ degli $N$ campioni spettrali; si può dimostrare che la formula di inversione è:

$$f(nT) = \frac{1}{NT} \sum_{k=0}^{N-1} F(k\Omega)\, e^{-j\Omega T k n}. \qquad [7]$$

Dalla stretta analogia esistente tra la [2] e la [4] risulta chiaro che anche la sequenza $f(nT)$ così ottenuta è da considerarsi, al pari della sequenza $F(k\Omega)$, periodica col medesimo periodo $N$.

Illustriamo ora una proprietà della DFT di notevole importanza nelle applicazioni.

Data una sequenza $f(nT)$ di $N$ campioni ricavati da un segnale $f(t)$, possiamo allungare artificialmente tale sequenza con aggiunta di campioni nulli, sì da ottenere una nuova sequenza $g(nT)$ di $rN$ campioni (con $r$ intero o reale positivo, e comunque tale da rendere intero il prodotto $rN$), definita nel modo seguente:

$$g(nT) = \begin{cases} f(nT) & \text{per } 0 \leqslant n \leqslant N-1 \\ 0 & \text{per } N-1 < n \leqslant rN-1. \end{cases} \qquad [8]$$

Calcoliamo la DFT della sequenza $g(nT)$; poiché il numero dei campioni è ora $rN$, dovremo usare una risoluzione spettrale $\Omega/r$ e tenendo conto della [8] si ottiene:

$$G\left(k\frac{\Omega}{r}\right) = \sum_{n=0}^{rN-1} g(nT)\, e^{-j\Omega T n k/r} = \sum_{n=0}^{N-1} f(nT)\, e^{-j\Omega T n k/r}. \qquad [9]$$

Si vede quindi che allungare da $N$ a $rN$ campioni la sequenza $f(nT)$ con aggiunta di campioni nulli significa soltanto campionare lo spettro $F_s(\omega)$ con periodo $\Omega/r$ invece che $\Omega$; si ottiene in conclusione il vantaggio di una maggiore risoluzione spettrale.

### 2.3. La convoluzione periodica (o circolare).

Nel campo dei segnali continui alla convoluzione di due segnali (2) corrisponde, nel dominio della frequenza, il prodotto delle trasformate di Fourier dei segnali medesimi. Una proprietà analoga è valida nel campo dei segnali campionati, facendo uso della DFT, definita nel paragrafo 2.2.

Consideriamo due sequenze $x(mT)$ e $y(nT)$ entrambe di $N$ campioni e le DFT corrispondenti $X(k\Omega)$ e $Y(k\Omega)$; prendiamo ora in esame la sequenza $v(lT)$, anch'essa di $N$ campioni, ottenuta eseguendo la DFT inversa sul prodotto $X(k\Omega) \cdot Y(k\Omega)$; ossia:

$$v(lT) = \frac{1}{NT} \sum_{k=0}^{N-1} X(k\Omega) \cdot Y(k\Omega)\, e^{-jlTk\Omega}. \qquad [10]$$

Si dimostra (bibl. 1, pag. 166) che, partendo da quest'ultima relazione, la sequenza $v(lT)$ è esprimibile nella forma:

$$v(lT) = T \sum_{n=0}^{N-1} x(nT)\, y[((l-n))\, T]. \qquad [11]$$

Analogamente si dimostra che è anche valida l'espressione:

$$v(lT) = T \sum_{m=0}^{N-1} x[((l-m))\, T]\, y(mT). \qquad [12]$$

La [11] è l'espressione analitica della convoluzione periodica delle due sequenze di $N$ campioni $x(mT)$ e $y(nT)$; da tale formula si vede che, prescindendo dal fattore $T$, la sequenza $v(lT)$ si può pensare ottenuta da un normale prodotto di convoluzione tra la sequenza $x(mT)$ e la sequenza che si ottiene ripetendo periodicamente $y(nT)$ con periodo $N$. Questa osservazione rende ragione dell'appellativo di periodica dato a questa particolare convoluzione. Considerazioni analoghe si possono ovviamente ripetere per la relazione [12].

Vediamo ora come è possibile sfruttare tale proprietà per eseguire numericamente la convoluzione tra due segnali continui rappresentati in forma campionata dalle due sequenze $x(mT)$ e $y(nT)$ rispettivamente di $N_1$ e $N_2$ campioni; il loro prodotto di convoluzione, come è facile verificare, consta di $N_c = N_1 + N_2 - 1$ campioni.

Nell'eseguire la convoluzione circolare delle due sequenze mediante la DFT bisogna scegliere oculatamente il numero $N$ di campioni da usare come periodo di convoluzione (ossia $N$ è il numero di campioni delle DFT); se il numero $N$ scelto è maggiore o uguale ad $N_c$, la convoluzione periodica delle due sequenze coincide esattamente, limitatamente al periodo, col normale prodotto di convoluzione dei corrispondenti segnali campionati; la figura 1 chiarisce graficamente questa situazione, avendo preso per semplicità come segnali due impulsi rettangolari.

Fig. 1. — Rappresentazione grafica del prodotto di convoluzione periodica di due impulsi rettangolari uguali di $N_1 = N_2 = 6$ campioni usando un periodo di $N = 12$ campioni con $N_c = 11$: caso $N > N_c$.

Se non è verificata la condizione $N \geqslant N_c$, si hanno delle zone di interferenza dovute al fatto che una delle due sequenze deve essere considerata periodica con periodo $N$, sicché il risultato non rappresenta più il normale prodotto di convoluzione dei corrispondenti segnali; tale situazione è illustrata nella figura 2 usando i medesimi impulsi rettangolari del caso precedente, ma un numero $N$ di campioni del periodo minore di $N_c$.

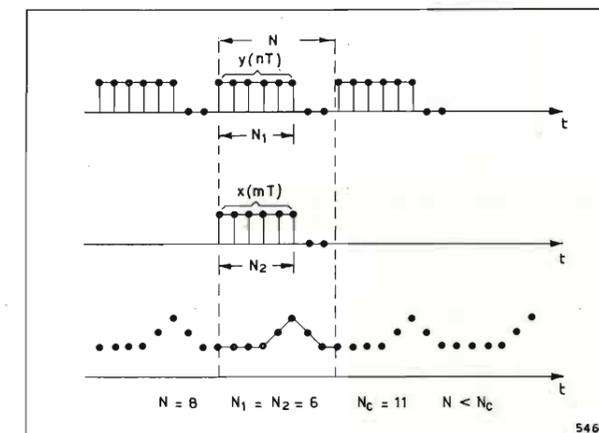



Fig. 2. — Rappresentazione grafica del prodotto di convoluzione periodica dei medesimi segnali della figura 1 nel caso di $N = 8$, ossia $N < N_c$.

Poiché entrambe le sequenze $x(mT)$ e $y(nT)$ hanno un numero di campioni inferiore ad $N$, è chiaro che, per poterne eseguire la convoluzione periodica, è necessario allungare, con l'aggiunta di campioni nulli, le due sequenze fino al voluto numero $N$ di campioni.

## 3. La trasformata rapida di Fourier (FFT).

### 3.1. Generalità dell'algoritmo FFT.

Con la sigla FFT (Fast Fourier Transform) è indicato nella letteratura tecnica un insieme di metodi che permettono di calcolare, con notevole velocità e precisione, la DFT di una sequenza di $N$ campioni mediante elaboratore numerico.

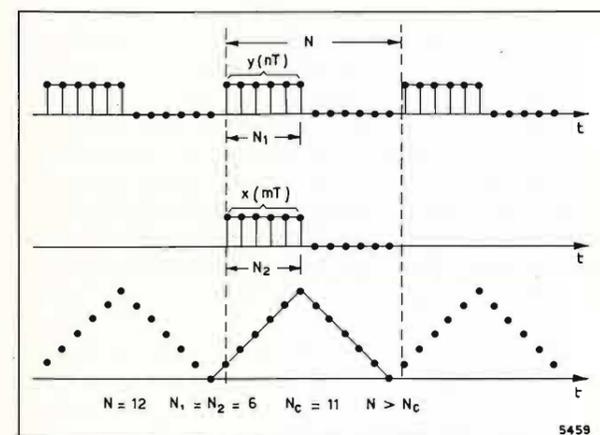
Il calcolo degli $N$ campioni della DFT, se eseguito utilizzando direttamente la definizione [4] richiede un numero $N^2$ di moltiplicazioni (3) in ognuna delle quali uno dei fattori è costituito da una quantità complessa; l'algoritmo FFT permette invece, come meglio sarà visto avanti, di eseguire tale calcolo con un numero di moltiplicazioni pari al massimo a $N \log_2 N$, purché $N$ sia una potenza di 2. È evidente che il vantaggio nell'uso di tale algoritmo è tanto più sensibile quanto

---

(1) Il periodo è qui inteso nel dominio delle frequenze, è cioè una frequenza angolare (pulsazione).

(2) Si ricorda che il prodotto di convoluzione $v(t)$ fra due segnali $x(t)$ e $y(t)$ è definito da:

$$v(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \cdot y(t-\tau)\, d\tau.$$

(3) Non terremo conto delle operazioni di somma in quanto sull'elaboratore numerico l'operazione di somma richiede un tempo trascurabile rispetto all'operazione di moltiplicazione.

più elevato è il numero $N$ di campioni da processare.

Quanto alla condizione che $N$ sia una potenza di 2, è opportuno far notare che tale limitazione non è molto restrittiva; nelle applicazioni infatti si può generalmente allungare artificialmente la sequenza da processare con l'aggiunta di campioni nulli (paragrafo 2.2.) fino ad ottenere il voluto numero $N$ di campioni. Del resto l'algoritmo FFT è facilmente generalizzabile al caso in cui il numero $N$ sia scomponibile in fattori generici; inoltre mediante tecniche particolari è possibile applicare tale algoritmo al calcolo della DFT di una sequenza con numero generico di campioni.

La FFT può essere realizzata sull'elaboratore mediante diversi schemi derivati essenzialmente da due tecniche: la decimazione nel tempo e la decimazione in frequenza (bibl. 1). Nel paragrafo successivo illustreremo tali metodi, limitandoci al caso in cui il numero $N$ di campioni sia una potenza di 2.

### 3.2. La decimazione nel tempo e la decimazione in frequenza.

Riscriviamo con notazione più compatta l'espressione [4] senza tenere conto del fattore $T$ nella forma:

$$\text{[13]} \qquad F_k = \sum_{n=0}^{N-1} f_n W^{nk},$$

con:

$$\text{[14]} \qquad W = e^{-j2\pi/N}.$$

Descriviamo ora la tecnica della decimazione nel tempo.

Scomponendo la sequenza $f_n$ nelle due sequenze $g_l$ e $h_l$, entrambe di $N/2$ campioni e contenenti rispettivamente i campioni di indice pari e quelli di indice dispari:

$$g_l = f_{2l}, \quad h_l = f_{2l+1}, \quad l = 0, 1, 2 \ldots \frac{N}{2} - 1$$

e indicando con $G_k$ e $H_k$ le DTF di tali sequenze, si ottiene:

$$\text{[15]} \quad F_k = \sum_{l=0}^{\frac{N}{2}-1} [g_l W^{2lk} + h_l W^{(2l+1)k}] = G_k + W^k H_k .$$

Da quest'ultima relazione si vede che la DFT $F_k$ di $N$ campioni è riconducibile al calcolo delle DFT $G_k$ e $H_k$ di $N/2$ campioni; per $N/2 - 1 < k \leqslant N$ si sfrutta la periodicità di $G_k$ e $H_k$.

Poiché si è supposto che $N$ sia una potenza di 2, il procedimento di scissione in sequenze con numero metà di campioni può essere iterato fino al calcolo di DFT di due soli campioni.

Col nome « decimazione nel tempo » si indica appunto tale scissione successiva degli $N$ campioni della sequenza $f_n$ (definita nel dominio del tempo) secondo la progressione:

$$N, \frac{N}{2}, \frac{N}{4}, \frac{N}{8} \ldots 2 .$$

Ciascuno stadio di questa scissione comporta, secondo la [15], un numero $N$ di moltiplicazioni ($W^k \cdot H_k$ per $k = 0, 1, 2, \ldots N-1$); osservando che $\log_2 N$ è il numero totale di scissioni, si giunge a concludere che il numero di moltiplicazioni richieste è $N \log_2 N$. Il numero totale di moltiplicazioni si riduce ulteriormente notando che dalla [14] risulta:

$$W^{N/2} = -1.$$

La tecnica della decimazione in frequenza si basa invece sulla scomposizione della sequenza $f_n$ in due nuove sequenze $u_l$ e $v_l$, entrambe di $N/2$ campioni e costituite rispettivamente dei primi e degli ultimi $N/2$ campioni della sequenza originaria:

$$u_l = f_l, \quad v_l = f_l + N/2, \quad l = 0, 1, 2, \ldots \frac{N}{2} - 1 .$$

Utilizzando queste due sequenze, la DTF $F_k$ assume la forma:

$$\text{[16]} \qquad F_k = \sum_{l=0}^{\frac{N}{2}-1} u_l W^{lk} + v_l W^{(l+\frac{N}{2})k} = \sum_{l=0}^{\frac{N}{2}-1} (u_l + v_l e^{-j\pi k}) W^{lk} .$$

Se ora si scrive la sequenza $F_k$ (donde il nome di decimazione in frequenza) in due sequenze contenenti rispettivamente i termini di indice pari e dispari si ha:

$$\text{[17]} \qquad F_{2k} = \sum_{l=0}^{\frac{N}{2}-1} (u_l + v_l)(W^2)^{lk},$$

$$\text{[18]} \qquad F_{2k+1} = \sum_{l=0}^{\frac{N}{2}-1} [(u_l - v_l) W^l] (W^2)^{lk} .$$

Le espressioni [17] e [18] rappresentano rispettivamente le DFT delle sequenze $(u_l + v_l)$ e $[(u - v) W^l]$, entrambe di $N/2$ campioni; anche così quindi il calcolo di $F_k$ è ricondotto al calcolo di due DFT di $N/2$ campioni. Tale metodo di scissione può essere iterato in modo del tutto analogo a quanto già visto nella decimazione nel tempo e con i medesimi vantaggi.

### 3.3 Caratteristiche del sottoprogramma per il calcolo numerico della FFT.

Utilizzando le tecniche di decimazione descritte nel paragrafo precedente si possono realizzare numerosi metodi di calcolo numerico della FFT mediante sottoprogrammi. Tali metodi differiscono tra loro essenzialmente per l'occupazione di memoria, l'ordine dei campioni di entrata e di uscita e il tempo di elaborazione; una scelta del metodo più conveniente può ovviamente farsi in base alle esigenze delle applicazioni.

Illustriamo qui brevemente le caratteristiche del sottoprogramma $FFT (4) utilizzato in questo lavoro. Esso impiega la tecnica di decimazione nel tempo e fornisce in uscita i campioni trasformati sul medesimo vettore utilizzato per fornire i campioni di entrata, consentendo in tal modo una notevole economia di memoria.

L'algoritmo utilizzato offre il detto vantaggio grazie alla sua particolare struttura illustrata nel diagramma di flusso di figura 3 per un numero $N = 8$ campioni. In tale diagramma di flusso si nota come in ciascuno stadio di decimazione i valori corrispondenti ad una coppia di nodi si ottengano elaborando soltanto i valori corrispondenti alla medesima coppia di nodi dello stadio precedente; questa struttura rende agevole, per ciascuno stadio di scissione, memorizzare i risultati parziali sul medesimo vettore.

(4) La sigla $FFT indica il sottoprogramma utilizzato nell'elaboratore.





Fig. 3. — Diagramma di flusso della decimazione nel tempo operata dal sottoprogramma SFFT ($W = e^{-j2\pi/N}$).

Nella figura 3 si osserva ancora che per utilizzare questo algoritmo i dati di entrata debbono essere forniti in un particolare ordine detto « bit reversed » (5); poiché i campioni di entrata vengono forniti in ordine naturale, lo stesso sottoprogramma $FFT provvede al loro riordinamento in « bit reversed » prima di iniziare l'elaborazione numerica.

Riportiamo infine in millisecondi il tempo di elaborazione per un singolo campione sull'elaboratore Siemens 4004 del CSELT per diversi valori del numero $N$ di campioni processati.

(5) Codificando in binario il numero d'ordine dei campioni in ordine naturale, si ottiene il numero d'ordine della sequenza in bit rovesciati leggendo da destra a sinistra la cifra binaria. Per esempio nel caso di 8 campioni (da 0 a 7) si ha:

| | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Ni decimali | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| Ni binari | 000 | 001 | 010 | 011 | 100 | 101 | 110 | 111 |
| Ni binari rovesciati | 000 | 100 | 010 | 110 | 001 | 101 | 011 | 111 |
| Ni dec. corrispondenti | 0 | 4 | 2 | 6 | 1 | 5 | 3 | 7 |

L'ultima serie corrisponde alla successione con cui appaiono i campioni $f_n$ in entrata nella figura 3.

| N | 128 | 256 | 512 | 1024 |
|---|---|---|---|---|
| tempo in ms | 7,80 | 8,00 | 8,90 | 9,25 |

## 4. Applicazione della FFT all'analisi dei sistemi lineari.

### 4.1 Parametri normalizzati dei filtri.

Poiché le applicazioni che ci proponiamo di illustrare sono orientate prevalentemente verso l'uso della FFT nelle operazioni di filtraggio numerico, è utile premettere una descrizione dei parametri usati nel seguito e riguardanti i filtri (in particolare passa basso).

Volendo prescindere dalla larghezza di banda del filtro è utile definire un parametro $M$, che rappresenta la frequenza di campionamento $f_s$ riferita alla pulsazione di taglio $\omega_c$:

$$\text{[19]} \qquad M = \frac{f_s}{\omega_c} = \frac{1}{\omega_c T} .$$

Far variare il parametro $M$ significa semplicemente variare la frequenza di campionamento a parità di larghezza di banda del filtro.

Il parametro adimensionato $F$ rappresenta la generica pulsazione $\omega$ normalizzata rispetto alla pulsazione di taglio $\omega_c$, ossia:

$$\text{[20]} \qquad F = \frac{\omega}{\omega_c} .$$

Nelle applicazioni che seguono useremo soltanto filtri passa basso di tipo Butterworth, ma è chiaro che le tecniche di calcolo sono valide per qualsiasi tipo di filtro passa basso.

Il metodo della rappresentanza in bassa frequenza permette inoltre di impiegare le medesime procedure di calcolo per i filtri passa banda.

Si ricorda infine l'espressione della funzione di trasferimento di un filtro passa basso Butterworth a $n$ poli:

$$\text{[21]} \qquad H(s) = \frac{1}{\prod_{i=1}^{n} (s_n - s_{ni})},$$

in cui:

$$s_n = \frac{s}{\omega_c} \quad \text{e} \quad s_{ni} = \frac{s_i}{\omega_c}$$

avendo indicato con $s_i$ i poli del filtro, distribuiti sul cerchio di raggio $\omega_c$ ed equispaziati tra loro.

### 4.2 Calcolo della risposta all'impulso di un filtro Butterworth.

Assegnato un generico filtro analogico fisicamente realizzabile mediante la sua funzione di trasferimento $H(s)$, è noto che la risposta all'impulso $h(t)$ di tale filtro è data dalla antitrasformata di Fourier della funzione $H(\omega)$, ottenuta dalla $H(s)$ con la posizione $s = j\omega$.

Per potere eseguire numericamente tale antitrasformazione mediante la FFT è necessario passare dal sistema analogico al suo corrispondente numerico rendendo periodica la funzione di trasferimento del filtro

di periodo pari alla frequenza di campionamento; la sequenza da antitrasformare è quindi costituita dagli $N$ campioni complessi che si ottengono campionando la funzione $H_s(\omega)$ dalla pulsazione zero alla pulsazione $\omega_s = 2\pi f_s$ con passo $\Omega = 2\pi/NT$.

Il programma di calcolo può essere ancora semplificato utilizzando la sola parte reale dei campioni spettrali tenendo presente la proprietà della trasformata di Fourier (indicata col simbolo F[ ]):

$$F[h(t) + h(-t)] = 2 \operatorname{Re} \{H(\omega)\},$$

la quale nel discreto assume la forma:

$$\mathrm{DFT}[h(nT) + h(-nT)] = 2 \operatorname{Re} \{H_s(k\Omega)\}.$$

Poiché la risposta all'impulso $h(t)$ tende a zero dopo un certo tempo, è chiaro che i primi $N/2$ campioni della sequenza $h(nT) + h(-nT)$ forniscono la voluta risposta all'impulso campionata $h(nT)$.

La figura 4 illustra lo schema del programma di calcolo usato. Il sottoprogramma POLBUT calcola i poli di un filtro Butterworth di ordine dato; il sottoprogramma SAMPLE calcola la parte reale alla funzione di trasferimento Butterworth per una pulsazione che varia con un certo passo da zero a $\omega_s/2$. In base alla periodicità della funzione di trasferimento si costruisce la sequenza completa di $N$ campioni Re $\{H_s(k\Omega)\}$ e si antitrasforma numericamente mediante il sottoprogramma $FFT. I primi $N/2$ campioni della sequenza di uscita forniscono la risposta all'impulso campionata $h(nT)$.

I dati di entrata da fissare sono: il numero dei poli del filtro, il numero $N$ di campioni usati, il parametro $M$.

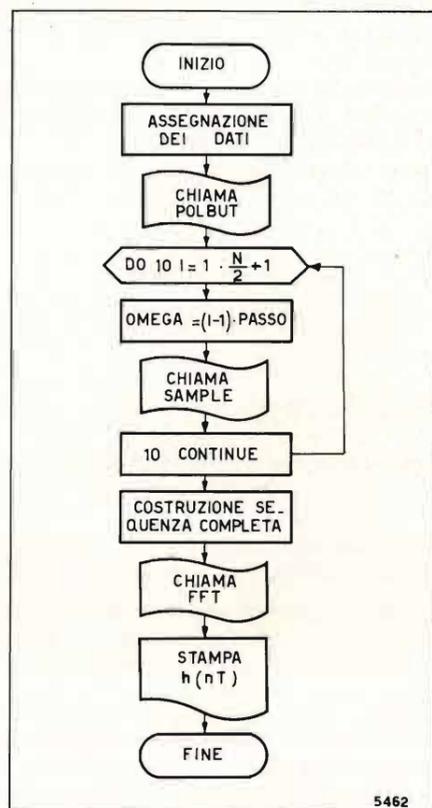



Fig. 4. — Diagramma di flusso del programma per il calcolo della risposta all'impulso di un filtro Butterworth mediante FFT.

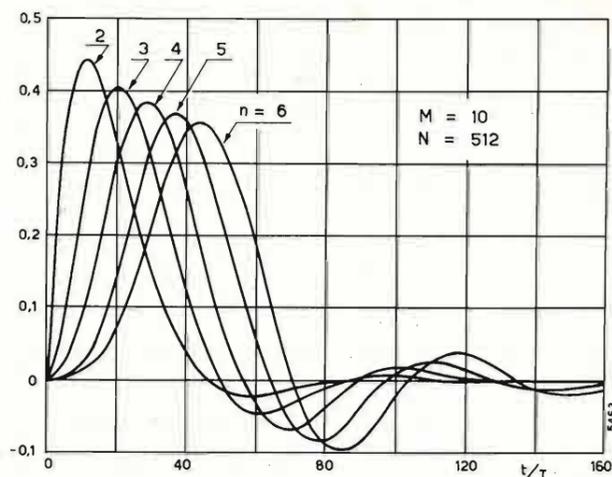



Fig. 5. — Risposta all'impulso dei filtri Butterworth con numero di poli $n = 2, 3, 4, 5, 6$ e con $M = 10$ e $N = 512$.

Con questo programma si sono ricavate le risposte all'impulso per filtri alla Butterworth con numero di poli $n = 2, 3, 4, 5, 6$ con $M = 10$ ed $N = 512$; la figura 5 riporta le curve. Le risposte all'impulso così calcolate approssimano molto bene le risposte teoriche con un errore relativo medio inferiore allo 0,5 per mille. Abbassando il valore di $M$, ossia della frequenza di campionamento, cresce l'errore che si commette in quanto diviene sempre più bassa la pulsazione fino alla quale la versione numerica del filtro approssima bene la funzione di trasferimento analogica.

Il metodo descritto è applicabile a tutti i filtri analogici fisicamente realizzabili assegnati mediante la funzione di trasferimento $H(s)$; il metodo si applica ovviamente anche ai filtri numerici, evitando il passaggio dall'analogico al numerico.

## 4.3. Il filtraggio numerico mediante la FFT.

Nel paragrafo 2.3. si è visto come mediante la DFT sia possibile calcolare numericamente la convoluzione di due segnali dati in forma campionata.

Consideriamo ora un filtro analogico e lineare caratterizzato dalla risposta all'impulso $h(t)$ e consideriamo un segnale di entrata $x(t)$; è noto che l'operazione di filtraggio equivale ad un prodotto di convoluzione tra $h(t)$ e $x(t)$, sì da ottenere il segnale di uscita $y(t)$. È quindi chiaro che tale filtraggio può essere effettuato numericamente eseguendo il prodotto delle DFT dei segnali campionati $h(nT)$ e $x(mT)$ e calcolando infine la DFT inversa della sequenza ottenuta, purché la frequenza di campionamento venga scelta opportunamente (vedere paragrafo 2.1.); inoltre il numero di campioni $N$ su cui operano le DFT, oltre ad essere una potenza intera di 2, deve rispettare la condizione $N \geqslant N_c$ e le sequenze $x(mT)$ e $h(nT)$ devono essere portate alla lunghezza $N$ aggiungendo campioni nulli.

Se la risposta all'impulso $h(t)$ non ha durata finita, sarà necessario approssimarla con un segnale di durata finita; eseguendo oculatamente tale troncamento, l'errore che si commette può essere però reso sufficientemente piccolo.

Tale metodo di filtraggio è evidentemente utilizzabile anche per i filtri numerici: in tal caso la risposta all'impulso e il segnale di entrata sono già dati in forma campionata.

Se la durata del segnale di entrata da filtrare è tale da rendere troppo grande il numero $N$ di campioni da usare nelle DFT o se anche vogliamo eseguire il filtraggio con un prefissato valore di $N$, è di grande utilità una particolare tecnica di sezionamento del segnale di entrata in blocchi di $N$ campioni da filtrare successivamente.

A causa dell'interferenza (già discussa) dovuta alla periodicità del prodotto di convoluzione, degli $N$ campioni ottenuti filtrando un singolo blocco sono validi solo gli ultimi $N - N_1 + 1$; per ottenere quindi il filtraggio del segnale completo è sufficiente che due blocchi adiacenti siano parzialmente sovrapposti, in modo tale che i primi $N_1 - 1$ campioni di un blocco coincidano con gli ultimi $N_1 - 1$ campioni del blocco precedente.

Per eseguire il filtraggio numerico con la FFT abbiamo realizzato, con linguaggio Fortran, un sottoprogramma FILTR 1, che utilizza la tecnica di sezionamento testè descritta. Esso è costituito di due sottosezioni FILTR 2 e FILTR 3; i cui diagrammi a blocchi sono riportati nella figura 6.

Nella sottosezione FILTR 2 viene fissata la voluta lunghezza $N$ dei blocchi e viene assegnata la risposta all'impulso $h(nT)$ del filtro; unica restrizione sul tipo di filtro è che esso abbia una risposta all'impulso di durata finita o quasi finita. Nella medesima sottosezione viene anche calcolata la DFT della risposta all'impulso.

La vera e propria operazione di filtraggio viene eseguita dalla sottosezione FILTR 3, la quale riceve uno per volta i campioni del segnale di entrata fornendo contemporaneamente uno per volta i campioni del segnale di uscita. Grazie a quest'ultima caratteristica è possibile utilizzare questo sottoprogramma in un programma di simulazione in cui i campioni filtrati debbano subire successive elaborazioni.

Il sottoprogramma FILTR 1 è in grado di filtrare un generico segnale complesso dato mediante i campioni della parte in fase e della parte in quadratura; col medesimo sottoprogramma è anche possibile filtrare simultaneamente due diversi segnali reali.

FILTER 1

FILTER 2: ASSEGNAZIONE DI VARIABILI → ASSEGNAZIONE DELLE CONDIZIONI INIZIALI → ASSEGNAZIONE DELLA RISPOSTA ALL'IMPULSO h(nT) → CALCOLO DELLA DFT [h(nT)] → RITORNO

FILTER 3: ENTRATA DI UN SINGOLO CAMPIONE x DA FILTRARE → ALLOCAZIONE DEL CAMPIONE x NEL BLOCCO $B_n$ → USCITA DALLA MEMORIA DEL CAMPIONE FILTRATO y → BLOCCO FORMATO (FALSO → RITORNO; VERO ↓) → MEMORIZZA I CAMPIONI x UTILI PER IL BLOCCO $B_{n+1}$ → CALCOLO CON FFT DI $DFT^{-1}\{DFT[B_n] \cdot DFT[h(nT)]\}$ → MEMORIZZA I CAMPIONI y FILTRATI UTILI → RITORNO

5464

Fig. 6. — Diagramma di flusso del sottoprogramma FILTER 1 composto da due sezioni FILTER 2 e FILTER 3.

## 4.4 Analisi armonica dei filtri alla Butterworth.

L'analisi armonica di un filtro consiste nel simulare il comportamento del filtro medesimo con segnali di entrata sinusoidali di frequenza assegnata (bibl. 3); dall'inviluppo del segnale di uscita a regime e dallo sfasamento di esso rispetto al segnale sinusoidale di entrata si deduce rispettivamente il modulo e la fase della funzione di trasferimento $H(\omega)$ del filtro per quella data frequenza. Facendo poi variare la frequenza del segnale sinusoidale di entrata è possibile ricostruire, per simulazione, la funzione di trasferimento del filtro.

Tale analisi armonica è eseguibile numericamente mediante la FFT usando come segnali di entrata una sinusoide e una cosinusoide di pulsazione normalizzata $F$ e campionate con la medesima frequenza di campionamento usata per il filtro; ossia:

$$x_p = \operatorname{sen}\left(\frac{F}{M}K\right), \qquad x_q = \cos\left(\frac{F}{M}K\right),$$

con $K$ numero d'ordine dei campioni che varia da 0 a $K_0$; $K_0$ deve essere scelto sufficientemente grande da far giungere il segnale di uscita in condizioni di regime.

Il sottoprogramma FILTR 1 è in grado di eseguire simultaneamente il filtraggio dei segnali campionati $x_p$ e $x_q$, fornendo i campioni dei corrispondenti segnali di uscita $y_p$ e $y_q$; dai due campioni $y_p$ e $y_q$ di indice $K_0$ possiamo ricavare l'inviluppo $y$ del segnale di uscita mediante la relazione:

$$y = \sqrt{y_p^2 + y_q^2}$$

ove $y$ rappresenta anche il modulo della $H(\omega)$ del filtro alla pulsazione assegnata.

Dai medesimi campioni $y_p$ e $y_q$ si ricava la fase $\varphi$ del segnale di uscita con la relazione:

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{y_p}{y_q}$$

e sottraendo a $\varphi$ la fase $\varphi_0$ del segnale $x_p$ calcolata sul campione di indice $K_0$ si ricava la fase della $H(\omega)$ per quel dato valore della pulsazione.

Abbiamo realizzato un programma di calcolo capace di eseguire tale analisi armonica per i filtri passa basso alla Butterworth; in tale programma è possibile far variare, oltre alla frequenza di campionamento, anche la lunghezza dei blocchi in cui vengono sezionati i segnali di entrata e il numero di campioni della risposta all'impulso utilizzato nel filtraggio. Mediante tale programma di calcolo possiamo costruire in modulo e fase la funzione di trasferimento di un filtro

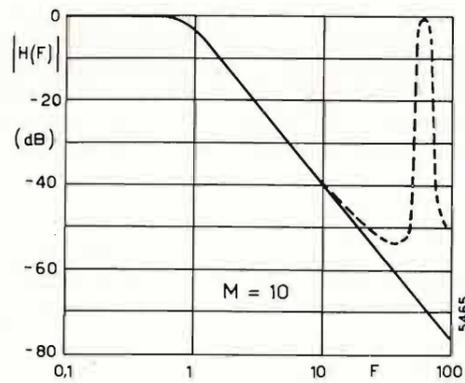



Fig. 7. — Curva teorica per il filtro analogico (continua) e curva simulata (tratteggiata) mediante analisi armonica con FFT, del modulo della funzione di trasferimento di un filtro numerico Butterworth a 2 poli con $M = 10$. In ascisse è riportata la pulsazione normalizzata $F$.

numerico Butterworth, che approssima bene il corrispondente filtro analogico dentro una certa banda di frequenza, tanto più larga quanto maggiore è la frequenza di campionamento.

Riportiamo i risultati ottenuti per un filtro passa basso Butterworth a 2 poli.

La figura 7 riporta l'andamento teorico del modulo della H($\omega$) del filtro analogico e la curva ottenuta per simulazione numerica usando per il parametro $M$ il valore $M = 10$; nel sottoprogramma FILTR 1 il filtraggio viene eseguito a blocchi di 128 campioni e utilizzando 90 campioni della risposta all'impulso del filtro. La figura 8 riporta, al variare della pulsazione normalizzata $F$ da 0,1 a 10, gli errori percentuali in valore assoluto commessi sul modulo e sulla fase rispetto alla funzione di trasferimento teorica del filtro analogico.

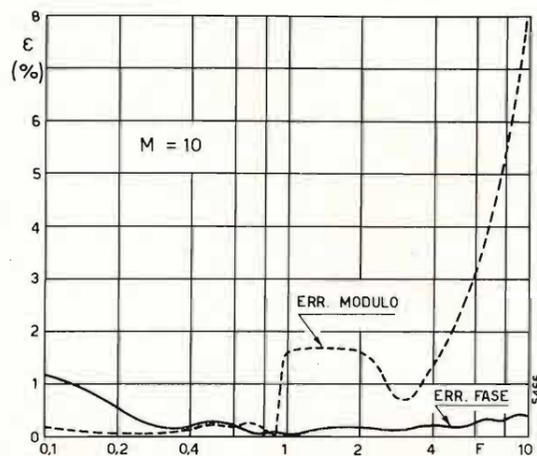



Fig. 8. — Andamento in funzione di $F$ degli errori percentuali in valori assoluti commessi sul modulo e sulla base del filtro a cui si riferisce la figura 7.

### 4.5 Altre applicazioni.

Ricordiamo la definizione della funzione di correlazione di due segnali continui x($t$) e y($t$):

$$\varphi_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)\, y(t - \tau)\, dt\,, \tag{22}$$

nonché la definizione della funzione di autocorrelazione di un segnale x($t$):

$$\varphi_{xx}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)\, x(t - \tau)\, dt\,. \tag{23}$$

Possiamo osservare dal confronto delle formule precedenti con quella della nota [1] che le funzioni di correlazione e di autocorrelazione differiscono dal prodotto di convoluzione solamente per l'inversione di segno della variabile indipendente $t - \tau$ del segnale ritardato. È chiaro quindi che nel caso di segnali di durata finita o quasi finita possiamo calcolare tali funzioni rappresentando i detti segnali in forma campionata con un numero finito di campioni ed utilizzando la medesima tecnica numerica usata nel calcolo del prodotto di convoluzione mediante la FFT (vedi paragrafi 2.3. e 4.3.).

Diamo ora alcuni esempi di applicazione:

a) *Calcolo della risposta di un filtro adattato.*

Consideriamo un filtro adattato su un segnale di entrata generico u($t$) di durata $t_0$; è noto che la risposta all'impulso di tale filtro è data dalla funzione u($t_0 - t$). Ne segue facilmente che per ottenere il segnale di uscita di un filtro adattato è sufficiente calcolare la funzione di autocorrelazione del segnale di entrata e traslarla di $t_0$ nel verso positivo dell'asse dei tempi.

Calcoliamo come esempio la risposta di un filtro adattato su un segnale di entrata costituito da due periodi completi di sinusoide di periodo $t_0/2$; abbiamo usato un periodo di campionamento $T = t_0/128$, in modo da effettuare il calcolo delle DFT su 256 campioni.

La figura 9 riporta l'andamento della funzione di autocorrelazione $\varphi(\tau/T)$ del segnale considerato calcolata numericamente mediante la FFT; sulle ascisse è riportato il numero d'ordine dei campioni. Tale curva rappresenta anche la risposta del filtro adatto se come origine dell'asse del tempo (normalizzato rispetto a $T$) viene assunto il campione di indice $-127$.

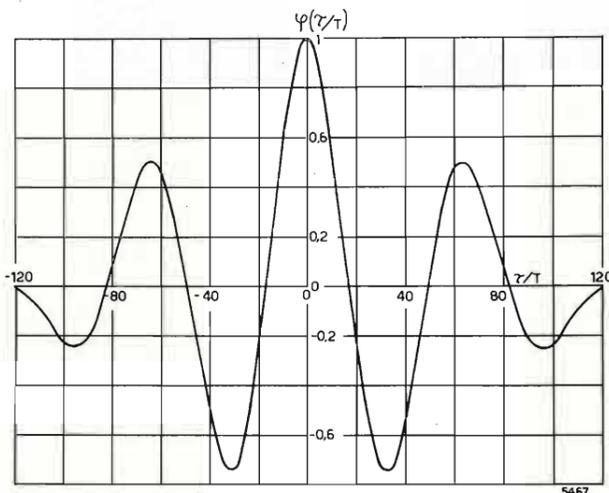



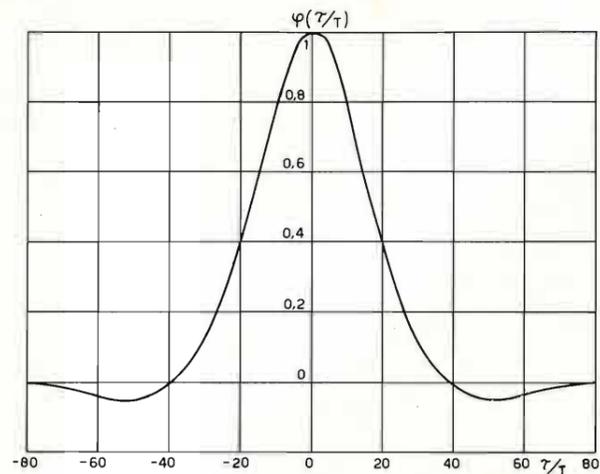
Fig. 9. — Andamento della funzione di autocorrelazione $\varphi(\tau/T)$ di un segnale costituito da due periodi completi di sinusoide di periodo $t_0$. Il periodo di campionamento è $T = t_0/128$.







Fig. 10. Andamento, in funzione di $\tau/T$, della funzione di autocorrelazione $\varphi(\tau/T)$ della risposta di un filtro Butterworth a 2 poli, quando in entrata è applicato un impulso rettangolare di durata 20 $T$. Il periodo di campionamento è $T = 0{,}1$.

b) *Calcolo della funzione di autocorrelazione del segnale di uscita di un filtro.*

Consideriamo un filtro passa basso Butterworth a 2 poli; ci proponiamo di calcolare la funzione di autocorrelazione del segnale di uscita, quando in entrata è applicato un impulso rettangolare rappresentato mediante 20 campioni con periodo di campionamento $T = 0{,}1$. Eseguiamo prima il filtraggio mediante il sottoprogramma FILTR 1 (vedi paragrafo 4.3.) servendoci di un unico blocco di 128 campioni; calcoliamo poi la funzione di autocorrelazione del segnale ottenuto in modo analogo a quanto fatto nell'esempio a).

La figura 10 riporta in funzione di $\tau/T$ l'andamento della funzione di autocorrelazione ottenuta rappresentata mediante 256 campioni.

## 5. Conclusioni.

In questo lavoro abbiamo descritto, da un punto di vista teorico ed applicativo insieme, una nuova tecnica numerica (FFT), che permette di eseguire mediante elaboratore l'analisi di Fourier con elevata velocità e precisione.

Abbiamo messo in evidenza gli aspetti riguardanti l'impiego della FFT nell'analisi dei sistemi lineari numerici e analogici ed illustrato alcuni esempi di applicazione della FFT in problemi riguardanti i filtri, mettendo sempre in risalto la generalità e la facilità di impiego del metodo, e descrivendo programmi di calcolo utilizzati.

(1504)

BIBLIOGRAFIA

1 - Gold B., Rader C. M.: *Digital processing of signals.* « McGraw-Hill Book Co. », 1969.

2 - *International seminar on digital processing of analog signal;.* Zurigo, 11-13 marzo 1970.

3 - Dogliotti R.: *Simulazione di filtri numerici.* « Relazione interna CSELT TT n. 408/RD/ad », marzo 1970.

4 - Ieee: *Transactions on Audio and Electroacoustics.* Giugno 1967.

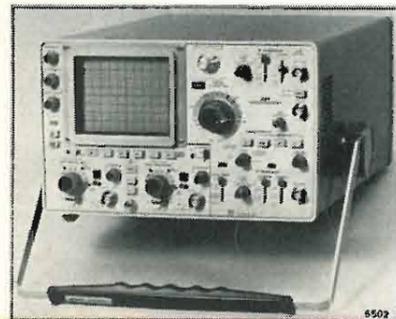
5 - Cooley J. W., Lewis A. W., Welch D.: *The Fast Fourier Transform and its application.* « IEEE Transactions on Education ». Marzo 1969.

# NOTIZIARIO

**OSCILLOSCOPIO PORTATILE CON BANDA DI 350MHz** — Il modello 485 Tektronix (rappresentante: Silvestar Milano - Torino) è un oscilloscopio portatile del peso di circa 10 kg a due tracce con una banda di 350 MHz e asse tempi fino a 1 ns/div. In aggiunta a queste eccezionali caratteristiche per un oscilloscopio portatile, esso ha una serie di nuove possibilità e di varianti tra le quali citiamo la commutazione delle entrate a pulsanti, il ritardo (holdoff) dello sgancio (trigger) la separazione delle due tracce con spazzolamento (sweep) ritardato, lo sgancio esterno a pulsante, il cambio scala automatico a seconda della attenuazione della sonda esterna, il fuoco automatico e la regolazione di intensità separata per le due tracce. I comandi frontali sono disposti in modo da rendere facili e rapide anche le misure più complicate; contribuiscono a ciò specialmente i comandi di funzione a pulsante e la correzione automatica della scala.

Colla sua sensibilità massima di 5 mV/cm estesa a tutta la banda di 350 MHz il modello 485 offre un prodotto « banda × guadagno » superiore a quello di qualsiasi altro oscilloscopio oggi esistente. Vi è peraltro un limitatore di banda a 20 MHz utile per misure su circuiti disturbati.

L'oscilloscopio dispone di due entrate indipendenti con impedenza interna diversa; una da 1 M ohm (fino a 250 MHz), l'altra a 50 ohm; perciò il rapporto di onde stazionarie (ROS = 1:1,2) risulta migliore di quello degli oscilloscopi che hanno le due entrate in parallelo. D'altronde il canale a 50 ohm è adeguatamente protetto e risulta escluso automaticamente quando il segnale supera 5 V eff. Il comando dei canali è a pulsanti.

Il cambio di scala della scensibilità verticale è accompagnato dell'accensione automatica di tre indici luminosi (diodi ad emissione di luce: LED) disposti sull'orlo dello schermo. Si evitano così errori di valutazione perchè l'inserzione delle sonde che richiedono di moltiplicare la lettura per 10 o per 100 viene segnalata. Questo avrà certamente numerosi vantaggi anche dal punto di vista della sicurezza dei circuiti su cui si fanno le misure.

La base dei tempi può arrivare fino a 1 ns/div. senza amplificatore ed è quindi del tutto eccezionale per un oscilloscopio portatile. La deflessione ritardata può essere presentata su due tracce: perciò si può contemporaneamente osservare l'intero fenomeno da analizzare e una sua parte usando due scale dei tempi anche molto diverse. Ciò consente di analizzare un treno di impulsi in ogni minimo dettaglio senza perdere di vista l'intero fenomeno e conoscendo la posizione che ha in esso la zona analizzata, (questa appare più intensamente illuminata); le luminosità delle due tracce possono essere regolate separatamente; ciò è molto importante perché esse non hanno la stessa durata.

La regolazione dello sgancio (trigger) avviene a mezzo di un unico comando su tutta l'ampia gamma di velocità dello strumento, da 1 ns/div. fino alle tracce, lente come 0,2 s/div. dove risulta utile il « trigger holdoff ». Tra le possibilità che si hanno c'è quella di vedere sullo schermo il segnale esterno usato per lo sgancio, senza cambiare connessione, cosa questa molto utile quando il « trigger » esterno è usato come riferimento temporale dei segnali da osservare.

La focalizzazione dell'immagine non subisce degradazioni al variare dell'intensità della traccia e ciò significa che per effettuare foto di eventi singoli, dovendosi aumentare l'intensità senza poter controllare il fuoco, si avrà un problema di meno. Inoltre nel circuito del tubo a raggi catodici è stato predisposto un limitatore di corrente per eliminare ogni possibilità di bruciature del fosforo.

Il modello 485 oltre che leggero (circa 9,5 kg) ha anche dimensioni assai ridotte. Parte di questa riduzione del peso è ottenuta nell'alimentatore che, compresa la parte di alta tensione, è di kg 1,4.

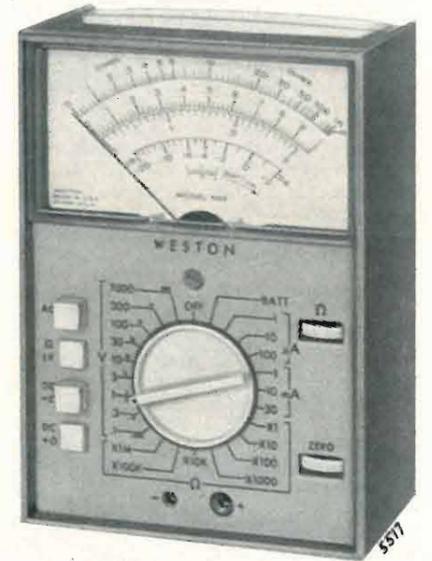
Infine la realizzazione meccanica è stata studiata in modo da ottenere robustezza senza aumentare il peso; in conseguenza il modello 485 si comporta molto bene anche nelle prove di urto e di vibrazione. (1510)

**MULTIMETRI A PROVA DI CADUTA** — Anche il più tradizionale fra gli strumenti essenziali di ogni laboratorio, piccolo o grande, che abbia a che fare con l'elettricità e cioè il cosiddetto « tester » o multimetro, ha subito un sostanziale miglioramento con la nuova serie 660 della Weston (rappr. Belotti - Milano). Si tratta di un volt-ohm-milliamperometro per c.c. e per c.a. che presenta, oltre alle note caratteristiche di strumenti simili, alcuni pregi particolari e cioè:

- protezione contro le cadute accidentali fino a 1,5 metri d'altezza; ciò è dovuto anche al...
- sistema di misura a nastro teso, autoschermante molto robusto, alla...
- custodia in plastica di eccezionale resistenza agli urti e all'uso di...
- circuiti stampati inseribili.

Tutti i modelli di tale strumento hanno l'equipaggio mobile protetto mediante diodo e compensato contro le variazioni di temperatura; i comandi sul pannello risultano anch'essi protetti perché sono sotto il livello della cornice della custodia. Le dimensioni sono: mm 178 × mm 127 × mm 57; il peso è di 0,9 kg comprese le batterie interne.

Di tale strumento sono offerti cinque modelli: 660, 661, 662, 663 e 666 di cui due 661 e 663 di maggior precisione (1% c.c., 2% c.a.) con scala a specchio (per gli altri la precisione è 2% c.c., 3% c.a.). Tre di essi (662, 663, 666) sono anche protetti contro i sovraccarichi fino a 220 V c.c. o c.a. su tutte le portate (eccetto quella dei 10 A c.c. nel modello 663).

La figura riproduce il modello 666 che è il più sensibile ed adatto particolarmente per misure su semiconduttori.

Le portate di questo modello sono le seguenti:

- V c.c. e c.a. 0,1, 0,3, 1, 3, 10, 30, 100, 300, 1000 con scala anche in dB;
- mA c.c. e c.a. 0,001, 0,01, 0,1, 1, 10, 30;
- ohm centro scala 10, $10^2$, $10^3$, $10^4$, $10^5$, $10^6$, $10^7$ per cui è possibile valutare resistenze dell'ordine di 1000 Mohm.

L'impedenza d'entrata è di 10 M ohm con 47 pF per le portate voltometriche e la caduta di tensione è di 0,1 V per le portate milliamperometriche. Per la corrente continua è possibile invertire la polarità. Si può anche portare l'indice a centro scala per usare l'apparecchio come strumento di azzeramento. Si può verificare la tensione della batteria interna. Le misure di resistenza possono essere effettuate a tensione ridotta. (1527)

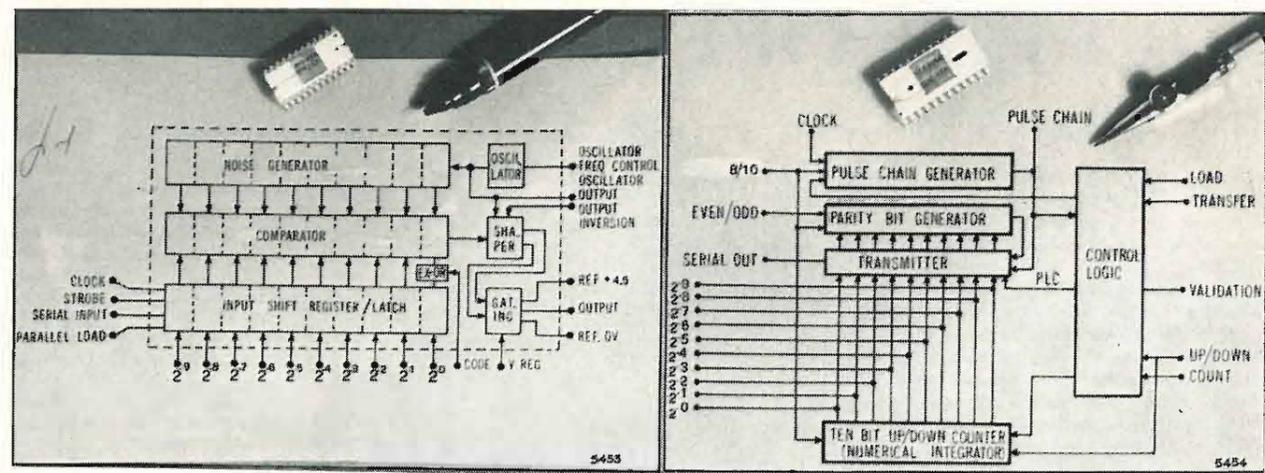



Fig. 1. — Schema dell'AY-6-5053: convertitore D/A a 10 bit basato su un principio stocastico che permette l'eliminazione dei «ladder» e riduce drasticamente i costi di produzione del sistema. Il sistema, interamente compatibile DTL/TTL è incapsulato in un contenitore plastico a 24 piedini.

Fig. 2. — Schema dell'AY-6-5054 della General Instrument Europe Il circuito è in grado di realizzare tutte le funzioni logiche complementari per una completa conversione analogico digitale. Questo sottosistema va utilizzato in congiunzione con il convertitore D/A AY-6-5053.

**NUOVO SISTEMA DI CONVERSIONE A/D, D/A A BASSO COSTO** — Un nuovo convertitore analogico-digitale, A/D, e digitale-analogico, D/A, sviluppato secondo un concetto rivoluzionario che permette di ridurre in modo drastico i costi di questi sistemi, è frutto della collaborazione sul piano tecnico e scientifico tra i laboratori di Napoli della General Instrument Europe ed i laboratori della società francese Alsthom. La Alsthom ha messo a punto, dopo quattro anni di studi e di ricerche, un metodo che utilizza a tale scopo, la rappresentazione statistica delle informazioni.

Nel 1971 un accordo tra la Alsthom e la General Instrument Europe concedeva a quest'ultima una licenza esclusiva sul piano mondiale per la realizzazione concreta in tecnologia MOS dei circuiti di questo nuovo sistema di conversione numerica stocastica che consiste in un nuovo tipo di rappresentazione dell'informazione che si sovrappone ai due concetti tradizionali di rappresentazione analogica e numerica.

Il principio stocastico si basa su un'analisi statistica del segnale numerico d'entrata ossia della probabilità di apparizione di un impulso su una determinata linea; esso sfrutta la relazione lineare esistente fra il valore medio del segnale di uscita e il valore convertito dello stesso segnale di entrata. Tale principio consente l'eliminazione dei «ladder» o «scale» utilizzati nei sistemi di conversione tradizionali. Ne consegue una drastica, e già menzionata, riduzione dei costi dovuta all'eliminazione del «ladder networth» (circuito scala) che viene sostituito da un filtro passa basso (realizzato anche semplicemente con un resistore e un condensatore) mediante il quale si ricerca il valore medio dei segnali e si ottiene il segnale di uscita analogico desiderato.

L'intero sistema di conversione è stato ora realizzato presso lo stabilimento di Napoli della General Instrument Europe che lo ha integrato in due «chip» monolitici, costruiti secondo la tecnologia MTNS, e montati in due contenitori plastici dual in line a 24 piedini che sono stati rispettivamente denominati AY-6-5053 e AY-6-5054, entrambi interamente compatibili con le logiche DTL/TTL e MOS. L'AY-6-5053 è un elemento di conversione numerico analogico (D/A) a 10 bit il cui schema di principio è riportato in figura 1. L'AY-6-5054 è un sottosistema comprendente un integratore più un trasmettitore da utilizzarsi in congiunzione con l'AY-6-5053. La figura 2 riproduce lo schema di principio di questo secondo gruppo che costituisce il convertitore analogico numerico (A/D).

La riduzione del costo e la migliorata affidabilità dell'intero sistema fanno prevedere che esso potrà essere costruito in grande serie e utilizzato in una vastissima gamma di applicazioni.

(1495)

**TELEVISORE CON «MEMORIA»** — In un mobile delle dimensioni all'incirca di quelle di un televisore da 17 pollici, viene prodotto, dalla Ditta giapponese Hitachi, un apparecchio che comprende due cinescopi; quello a destra, di 14 pollici, sul quale si svolge il programma desiderato e quello a sinistra, di 9 pollici, sul quale si può immobilizzare, in un istante qualsiasi, l'immagine. Il «Memory Vision», com'è chiamato l'apparecchio, utilizza un disco magnetico (che gira a 3.600 giri al minuto) e sul quale viene registrata, appena l'utente comanda l'apposito commutatore, una trama. Questa viene riprodotta con continuità sullo schermo più piccolo, sul quale rimane fissa finché non viene nuovamente premuto il tasto che fisserà una nuova immagine. Il processo può essere ripetuto a volontà.

(1488)

**SISTEMA RICE-TRASMITTENTE A MICROONDE** — Funziona nella banda 10,7 ÷ 13,2 GHz con una potenza di uscita continua di 10 e 20 W che consente comunicazioni a grande distanza. È prodotto dalla Raytheon (Norwood Mass. USA) contrassegnato dalla sigla KTR 3C. Ha una capacità di 1.800 canali FDM. La struttura è modulare con elementi a stato solido montati su circuiti stampati (soli eccettuati i cavi ad alta tensione). Le misurazioni

si effettuano mediante pulsanti. L'accesso frontale alle parti interne contribuisce ad una facile e rapida manutenzione. L'altezza complessiva è di circa 49 cm su un telaio normale di 19 pollici (48 cm). Un intero sistema duplex con due unità KTR 3C ed il relativo alimentatore occupa, sul telaio suddetto, un'altezza di circa 150 cm.

Il progetto versatile consente la scelta di differenti tubi ad onde progressive di varie ditte. Tali tubi possono essere sostituiti senza modificare il trasmettitore o l'alimentatore.

Sono predisposti sensori e circuiti di allarme che provvedono ad evitare danni all'apparecchiatura.

(1490)





**ELABORATORE SU UNA SOLA PIASTRINA** — Un calcolatore capace di elaborare un notevole volume di dati è stato realizzato dalla Intel Co. (San Francisco, California - rappresentante a Bruxelles) su una sola piastrina (chip). È il tipo 8008 CPU ad 8 bit che, in combinazione con una memoria ad accesso casuale (RAM), una memoria di sola lettura (ROM) ed alcuni registri a scorrimento (SR), consente di attuare un sistema elaboratore MCS™- 8 capace di indirizzare direttamente e di recuperare fino a 16.000 parole di 8 bit immagazzinate nei dispositivi di memoria.

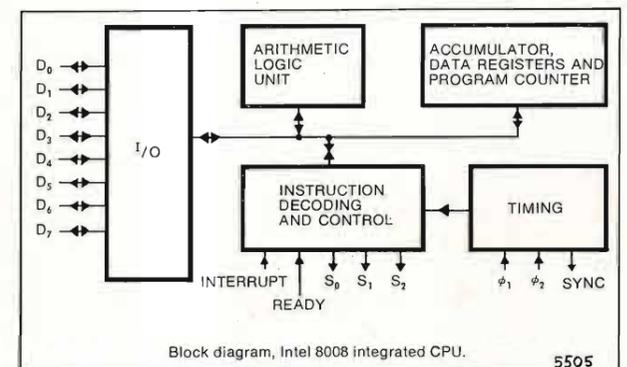



Fig. 1.

Il CPU è un circuito MOS «silicon-gate» a canale P, contenente un sommatore-parallelo ad 8 bit, sei registri di dati a 8 bit, un accumulatore a 8 bit, due registri temporanei a 8 bit comandati da quattro segnali di priorità (flag bits) ed otto registri d'indirizzo a 14 bit. Funziona sotto l'insieme di 45 istruzioni, ha capacità di commutazione dei vari programmi, funzionando sia in forma asincrona, sia sincrona e può contenere fino a sette «subroutines».

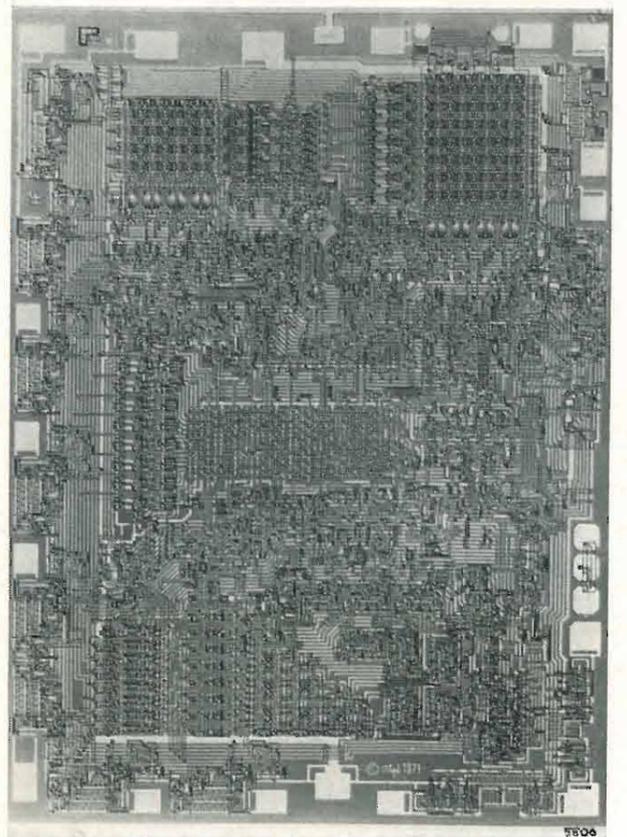



Fig. 2.

Lo schema a blocchi è illustrato in figura 1 mentre l'intera piastrina è riprodotta in figura 2. Il contenitore, a 18 reofori, è in ceramica.

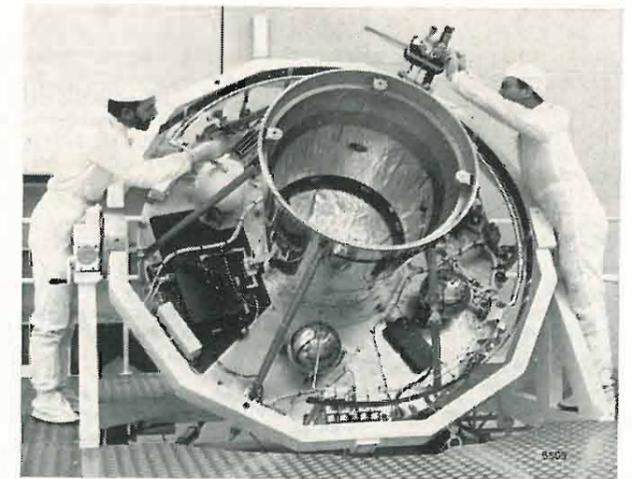
Tutte le entrate, compresa quella per il segnale marca tempo (clock) sono compatibili con le logiche transistore-transistore (TTL). Così pure le uscite sono segnali TTL a bassa potenza perciò il CPU può essere accoppiato con le memorie per sola lettura (ROM) della Intel a 2048 bit (tipi 1301, 1601 e 1701) con le memorie ad accesso casuale (RAM) a 256 bit e a 1024 bit (tipi 1101 e 1103) ed infine con i registri a scorrimento singoli e doppi a 1024 bit (tipi 1403; 1404, 2401 e 2405). Un intero calcolatore può quindi essere attuato con un CPU, un ROM e 20 normali dispositivi TTL.

Come il precedente CPU-4004 a 4 bit, anche questo, a 8 bit, combinato con i dispositivi di memoria della Intel suddetti, attua un completo elaboratore per il calcolo e il controllo di funzioni nei sistemi sperimentali, nei terminali dati, nelle macchine contabili, nei calcolatori scientifici, nelle elaborazioni di controllo numerico, ecc. Le prestazioni dipendono anche dalle caratteristiche specifiche delle singole applicazioni per cui i potenziali utenti sono invitati a consultare la Intel.

(1514)

**PRIMO SATELLITE BRITANNICO PER COMUNICAZIONI** — Lo Skynet II, satellite britannico per comunicazioni che verrà lanciato e collocato in orbita nel primo semestre del 1973, sarà il primo satellite operativo costruito al di fuori degli Stati Uniti d'America e dell'Unione Sovietica. La fotografia mostra la parte sottostante del pannello apparecchiature e la struttura principale di tale veicolo spaziale, in fase di montaggio presso la Marconi Space & Defence System Ltd.

Il prototipo è già stato provato con successo in una camera a vuoto gigante della Royal Aircraft Establishment a Farnborough. Elementi riscaldatori nella camera a vuoto simulavano l'energia solare e il satellite ruotava su se stesso come quando sarà in orbita in modo da riprodurne l'effetto del riscaldamento ciclico.

(1517)

**MINI RELÉ REED CON TERMINALI DUAL-IN-LINE** — L'ITT Components Group Europe ha presentato l'HRE 1298, un relé reed in resina plastica, che può essere comandato direttamente tramite circuiti integrati di sgancio (TTL 7400) e che corrisponde, nelle misure dei terminali, all'involucro dual-in-line TO 116. Il relé è corredato di un contatto di chiusura (potenza di commutazione max 10 W con 100 V/0,4 A) ed è predisposto per tensioni nominali di 5, 6, 12 e 24 V.

Tutti i terminali si presentano in modo che il relé possa essere direttamente applicato ad una mascherina prevista per involucri dual-in-line oppure inserito in prese DIP. Le dimensioni sono: mm 20,2 × mm 9,8 × mm 7.

La gamma HRE 1298 V/16 comprende le seguenti versioni: A: standard; B: con protezione elettrostatica; C: con diodo di compensazione; D: con protezione elettrostatica e diodi di compensazione.

(1523)

**TRASMISSIONE DATI VIA SATELLITE** — I prototipi delle apparecchiature per la trasmissione dati via satellite, realizzati dalla Società Italiana Telecomunicazioni Siemens s.p.a. su contratto Intelsat, sono state sottoposte, dalla COMSAT, alle prove previste, con esito favorevole.

Gli apparati costituiscono due sistemi, con caratteristiche differenti, per la trasmissione di segnali telegrafici e telex. Con il sistema TDM/TDMA i satelliti per telecomunicazioni possono ricevere tutti i messaggi telex e telegrafici inviati contemporaneamente da tutte le stazioni terrene facenti capo al satellite. Il satellite invia poi a terra tutte le informazioni ricevute ed il sistema TDM/TDMA permette di prelevare soltanto quelle desiderate.

Il prototipo del sistema TDM/TDMA prevede la possibilità di colloqui tra 60 stazioni che possono scambiarsi fino a 2.760 messaggi telegrafici o telex ad una velocità di 50 baud o in ogni combinazione delle tre velocità di 50, 75 e 110 baud, con ogni tipo di segnalazione telex raccomandata dal CCITT.

Il sistema HSTM invece, che può essere applicato sia alle trasmissioni via satellite, sia ai normali metodi di telecomunicazione, consente di inserire, su un canale numerico per fonia, normalmente destinato ad un utente, un traffico pari a 1.152 utenti a 50 baud o con una combinazione qualsiasi delle velocità di 50, 70, 110, 134.5, 150, 200 baud, con ogni tipo di segnalazione raccomandata dal CCITT. (1521)

**TV A COLORI COMPLETAMENTE ALLO STATO SOLIDO** — Nei laboratori di applicazioni SGS/ATES è stato progettato un ricevitore TV a colori con cinescopio da 110° (sistema PAL) completamente allo stato solido, che presenta interessanti soluzioni circuitali, sia dal punto di vista economico, sia da quello delle prestazioni. Esso impiega contemporaneamente semiconduttori discreti e circuiti integrati.

I circuiti integrati espletano le seguenti funzioni:

— amplificazione a frequenza intermedia video (TCA 500), inclusa la rivelazione separata dei segnali video e suono. Il guadagno di tutto l'amplificatore di frequenza intermedia è di 87 dB ed il circuito comprende la regolazione automatica di guadagno (AGC), sia per la media frequenza, sia per il sintonizzatore;

— regolazione automatica di frequenza per mezzo del circuito integrato TBA 360;

— frequenza intermedia suono per l'amplificazione del segnale « intercarrier » (TBA 780);

— stadio amplificatore di bassa frequenza (TBA 800).

Sono stati inoltre inseriti tre nuovi circuiti espressamente progettati per l'elaborazione del segnale di crominanza (circuito rigeneratore di sottoportante, circuito amplificatore di crominanza, circuito demodulatore sincrono).

L'impiego dei nuovi cinescopi a colori con deflessione a 110° comporta l'uso di un nuovo transistore di potenza (BU 115) triplo diffuso, come deflettore di riga. (1520)

**CONTATORI A DUE O TRE CIFRE** — L'ITT Components Group Europe presenta due nuovi tipi di contatori in aggiunta alla sua già vasta gamma. Sono i contatori elettromagnetici con azzeramento a pulsante; il tipo E 211 è a 2 cifre, il tipo E 311 è a 3 cifre (v. figura).

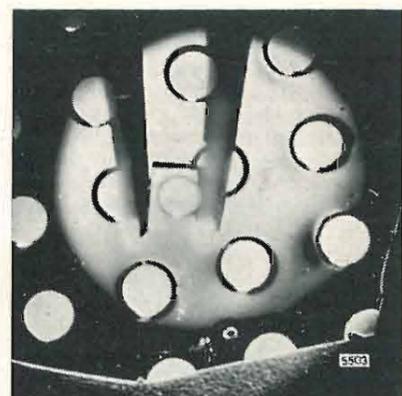
La loro durata viene garantita per 5 × 10⁶ operazioni fino a 600 conti/min per la versione c.c. e fino a 480 conti/min per la versione c.a. I tipi normali hanno i seguenti valori di tensione: 48, 24, 12 e 6 V c.c. e 120 V, 50 Hz c.a.

Queste piccole e compatte unità sono contenute in involucri di plastica con cifre in bianco su nero. Entrambe le versioni sono disponibili sia per montaggio su " base " sia su " pannello ". (1524)

**TUBO CATODICO A COLORI SPECIALE** — La capacità di rivelare un maggiore contenuto di informazioni sullo schermo di un tubo a raggi catodici ha dato origine alla tecnica sviluppata dalla M-O Valve Co. Ltd inglese nella produzione di un tubo a raggi catodici con schermo speciale a tre strati: un fosforo rosso, uno strato inerte e un fosforo verde. Lo strato rosso colpito per primo dal fascio di elettroni è eccitato da una determinata tensione; il successivo strato di fosfori verdi è eccitato solo se il fascio è accelerato da una tensione più elevata tale che l'energia degli elettroni sia sufficiente per attraversare il precedente strato dei fosfori rossi, e lo strato intermedio inerte. Valori intermedi della tensione acceleratrice determinano altri colori additivi.

Commutando la tensione acceleratrice ad un ritmo sufficientemente rapido (15 ÷ 50 Hz) e sincronicamente il segnale da presentare sullo schermo, si possono sovrapporre su di esso due immagini che si distinguono per il loro diverso colore. Ciò può essere utile in molti casi per esempio per tener d'occhio contemporaneamente la situazione generale e quella particolare nel controllo del traffico aereo, marittimo o terrestre o la situazione in due diverse località (per esempio: le due piste di un aeroporto).

La M-O Valve Co. Ltd costruisce una vasta gamma di tali tubi di diversa dimensione con schermo di diametro compreso fra 7 e 41 cm o con schermo rettangolare. (1512)

**DIODI « VARACTOR » AD ALTO Q.** — Il « varactor » è, come è noto, un diodo che, sottoposto a tensione inversa, si comporta come una capacità di valore variabile in funzione della suddetta tensione inversa. La Varian ha messo a punto un metodo di produzione adatto per tali tipi di diodi, chiamato « PLESA » (da PLanar - mESA) che consente di ottenere caratteristiche elettriche e di affidabilità non conseguibili con altre tecniche costruttive. La serie VAT-200 di tali diodi adatti per microonde presenta elevata capacità, grandissimi valori del fattore di qualità Q (fino a 4000) ridottissima corrente inversa (5 nA a 25° C, 500 nA a 150° C) tensioni inverse di rottura di 30, 45, 60 V secondo il tipo, e può funzionare correttamente fra — 55 e + 175° C. (1511)

**SCARTI DEI SEGNALI DI TEMPO DELL'ISTITUTO ELETTROTECNICO NAZIONALE (IEN)**

(V. n. 5, 1972, p. 203)

| Luglio 1972 | | | Agosto 1972 | | |
|---|---|---|---|---|---|
| *a* | *b* | *c* | *a* | *b* | *c* |
| 1 | | -359,1 | 5 | | -271,1 |
| 6 | | -346,4 | 10 | | -257,6 |
| 11 | | -334,0 | 15 | 0 | -244,1 |
| 16 | 0 | -321,8 | 20 | | -231,1 |
| 21 | | -309,7 | 25 | | -218,2 |
| 26 | | -297,4 | 30 | | -205,9 |
| 31 | | -284,6 | | | |

*a*) Giorni del mese; *b*) Scarto di tempo TUC (IEN) - TUC (BIH) in ms, (media mensile); *c*) Scarti di tempo TUC (IEN) - TU1 (BIH) in ms. In tutte le tabelle precedenti la relazione TUC (IEN) - TUC (RGO) va corretta in TUC (IEN) - TU2 (RGO), dove TU2 è, al pari di TU1, un tempo astronomico; mentre TU1 tiene conto solo delle variazioni dovute al movimento del polo Nord, TU2 considera anche le variazioni stagionali della velocità di rotazione terrestre. (1532)



# LIBRI E PUBBLICAZIONI

SCHMID H.: **Electronic analog/digital conversions.** « Van Nostrand Reinhold Co. », New York, 1970.

Un volume di XII + 528 pagine, formato cm 16,5 × cm 24, con 325 figure. Rilegato.

I convertitori analogico-numerici e numerico-analogici costituiscono una parte importante in un sistema di controllo o di calcolo numerico.

Molto spesso gli ingegneri progettisti non prestano soverchia attenzione ad essi e gli esperti in reti logiche hanno solitamente, una conoscenza superficiale delle parti analogiche degli stessi.

Tenendo conto di queste e di altre esigenze l'autore ha compilato quasi una enciclopedia di circuiti che copre l'intera gamma dei convertitori attualmente conosciuti.

Il contenuto del libro è diviso in dieci capitoli:

Cap. 1°: Introduzione: descrive i convertitori come blocchi e quando, dove e come siano necessari (p. 1); Cap. 2°: Segnali, numeri e teorie: prende in esame le forme dei segnali, i codici, le teorie del campionamento e della quantizzazione (p. 19); Cap. 3°: Componenti di precisione: esamina le prestazioni e le limitazioni connesse con i componenti di precisione che debbono venire impiegati nei circuiti (p. 43); Cap. 4°: Interruttori elettronici analogici: viene affrontato lo spinoso problema degli interruttori analogici (p. 58); Cap. 5°: Amplificatori a c.c., comparatori e campionatori: descrive gli amplificatori operazionali, i parametri per valutarne le prestazioni, le applicazioni circuitali (p. 102); Cap. 6°: Elementi logici: porta una rassegna dei circuiti logici impiegati, i fondamenti della logica binaria e le prestazioni delle famiglie di circuiti integrati più importanti (p. 129); I capitoli 7°: Convertitori numerico-analogici (p. 165); 8°: Convertitori analogico-numerici (p. 230); 9°: Convertitori c.a.- numerici (p. 414): presentano lo stato attuale dell'arte nel campo dei convertitori numerico-analogico, delle loro prestazioni e dei campi di applicazione; Cap. 10°: Prestazioni dei convertitori analogico-numerici: definisce quali siano i parametri di cui si deve tener conto nel determinare le prestazioni statiche e dinamiche dei convertitori analogico-numerici (p. 485).

Nel descrivere i numerosi tipi di convertitori analogico-numerici e numerico-analogici, il libro segue un metodo a successivi gradi di complessità:

1) come blocchi di un sistema, prendendo in esame esclusivamente entrate, uscite e funzioni di trasferimento;

2) sotto forma di schemi che illustrano quali componenti usare e come collegarli.

Questo modo di impostare la trattazione permette al progettista di avere sott'occhio diverse soluzioni del problema, di determinare la forma più idonea per i segnali d'entrata, e di stimare l'errore di conversione.

L'autore ritiene infine che il maggior beneficio delle lettura del libro vada a chi progetta nuovi tipi di convertitori; il libro presenta loro cosa è già stato fatto, come è stato costruito, cosa è lecito aspettarsi.

G. G. (1503)

LEBLOND A.: **Les tubes hyperfrequences.** « Masson & C. Ed. », Parigi, 1972.

Due volumi formato cm 16,5 × cm 24,5:

Vol 1° *Principaux tubes et circuits*, di VIII + 310 pagine con 99 figure.

Prezzo franchi francesi 140

Vol. 2° *Optique électronique - Onde de charge spatiale - Bruit (amplificateurs O et M)* di 302 pagine con 105 figure.

Prezzo franchi francesi 140

L'opera comprende cinque parti raggruppate in due volumi. Il primo volume raccoglie le prime due parti; la prima è dedicata allo studio dei principali tipi di tubi per iperfrequenze a fascio: triodo, klystron, magnetron, tubo a propagazione d'onda O o M, amplificatore e oscillatore.

Nel corso dello studio, vengono esaminati i meccanismi di scambio di energia e i metodi di determinazione delle grandezze che definiscono lo spazio di interazione e le caratteristiche del fascio e dei circuiti.

La seconda parte del primo volume è dedicata allo studio dei circuiti che costituiscono un elemento essenziale di questi tubi poiché essi sostengono il campo elettromagnetico nell'interazione con gli elettroni. Sono considerate le linee di ritardo, particolarmente quelle utilizzate negli amplificatori o oscillatori a onde progressive di tipo O e M. Sono studiate le linee multifilari, in particolare quelle « a barre » di tipo interdigitale o in scala. In seguito viene trattato lo studio dell'elica di impiego assai esteso nei tubi di tipo O. Sono definiti i principali parametri per ogni tipo di linea.

Il secondo volume raggruppa le tre ultime parti. La terza, dedicata allo studio dell'ottica elettronica fornisce una chiara esposizione dei principali metodi di calcolo dei differenti dispositivi di focalizzazione e le loro caratteristiche.

La quarta parte, è dedicata alla teoria delle onde di carica spaziale la cui conoscenza è indispensabile per intraprendere lo studio del rumore degli amplificatori O o M. La quinta parte espone i principi teorici che sono stati elaborati per spiegare i livelli di rumore osservati negli amplificatori di tipo O e M.

La lettura dell'opera richiede una buona conoscenza della matematica, sia pure a livello di ingegneria elettronica.

Questo lavoro, ricco e completo, fornisce un aggiornamento di una tecnica ancora fondamentale per gli elettronici, gli specialisti di telecomunicazioni e in generale per chi utilizza le iperfrequenze, come, per es., i fisici.

Si riportano i titoli dei capitoli e la relativa pagina d'inizio:

Vol. 1° - Parte I. *Principali tubi a iperfrequenze.* Cap. 1°: I triodi ad alta frequenza e per iperfrequenze (p. 3); Cap. 2°: I tubi a modulazione di velocità tipo « klystron » (p. 36); Cap. 3°: Magnetron (p. 89); Cap. 4°: L'amplificatore ad onde progressive di tipo T.P.O. (p. 114); Cap. 5°: L'amplificatore ad onda inversa tipo O (p. 144); Cap. 6°: I tubi a campi incrociati: i tubi amplificatori ad onda diretta di tipo M; il T.P.O.M. (p. 158); Cap. 7°: I tubi a campi incrociati: i tubi ad onda inversa di tipo M (p. 184).

Parte II. *I circuiti usati nei tubi ad iperfrequenze.* Cap. 1°: Introduzione (p. 200); Cap. 2°: Differenti espressioni dei campi elettromagnetici (p. 206); Cap. 3°: Studio dei campi creati da un insieme di conduttori paralleli (linee multifilari) (p. 214); Cap. 4°: Considerazioni generali relative alle linee di ritardo (p. 220); Cap. 5°: Le strutture a barre. Impedenza ed ammettenza caratteristiche (p. 239); Cap. 6°: Calcolo dei coefficienti d'influenza mutua (p. 245); Cap. 7°: Studio di qualche circuito (p. 252); Cap. 8°: Studio dell'elica (p. 267).

Vol. 2° - Parte I. *Ottica elettronica.* Cap. 1°: Leggi fondamentali del movimento dell'elettrone nei campi elettrici e magnetici (p. 3); Cap. 2°: Ottica elettrostatica (p. 14); Cap. 3°: Ottica elettromagnetica (p. 44); Cap. 4°: Cannoni dei tubi di tipo M (p. 77); Cap. 5°: Metodo di determinazione degli elettrodi dei cannoni (p. 95); Cap. 6°: Metodi di focalizzazione alternati (p. 110).

Parte II. *Onde di carica spaziale.* Cap. 1°: Propagazione di onde in un flusso elettronico uniforme (p. 133); Cap. 2°: Nozione di modi normalizzati (p. 161); Cap. 3°: Possibilità di amplificazione d'una perturbazione longitudinale in seno ad un fascio di tipo O (p. 165).

Parte III. *Rumore nei tubi ad iperfrequenze.* Cap. 1°: Introduzione (p. 179); Cap. 2°: Fluttuazioni d'intensità della velocità alla superficie del catodo (p. 183); Cap. 3°: Fluttuazione della velocità media e fluttuazioni d'intensità nel piano di minimo potenziale (p. 193); Cap. 4°: Rumore nei fasci unidimensionali a interazione longitudinale (p. 204); Cap. 5°: Metodi di realizzazione di trasformatori a debole rumore (p. 223); Cap. 6°: Studio della trasformazione delle fluttuazioni di tensione e d'intensità in uno spazio a forte dispersione di velocità (p. 239); Cap. 7°: Metodi di misura e risultati sperimentali (p. 256); Cap. 8°: Rumore nei tubi amplificatori di tipo M (p. 280). Seguono Bibliografia e Indici.

G.P.P. (1530)

MORGAN D.V., HOWES M.J.: **Solid state electronic devices.** « Wykeham Publ. ». Londra, 1972.

Un volume di XII + 190 pagine, formato cm 14 × cm 22, con 144 figure.

Prezzo lire sterline 2,25

Questo libro è inteso come una panoramica assai esauriente ed interessante sui fondamenti fisici e sulle applicazioni dei dispositivi a stato solido.

Dopo una prima introduzione sugli stati di aggregazione della materia, solido, liquido ed aeriforme (non si fa alcun cenno, anche fuggevole, al plasma), in cui vengono esaminati materiali amorfi e cristallini (con i loro edifici a livello atomico e relative uniformità e disuniformità o dislocazioni), sono presentati alcuni concetti di meccanica ondulatoria in modo semplice e chiaro. Successivamente è studiata la teoria delle bande nei solidi con il particolare obbiettivo dello studio delle proprietà dei semiconduttori. Si illustrano poi la statistica di Fermi, il principio di Pauli ed il concetto di livello di Fermi.

I precedenti argomenti sono contenuti nei primi tre capitoli, nel quarto invece sono enunciate e spiegate le leggi fondamentali inerenti ai semiconduttori. La legge della diffusione, la legge di Ohm generalizzata (con l'introduzione del concetto di mobilità), quella di Einstein ed infine l'equazione di continuità. Tutti questi risultati fisici riassunti in leggi, tra loro logicamente concatenate, sono indispensabili per comprendere i meccanismi fisici nei dispositivi a semiconduttore.

Nel capitolo quinto sono studiate le giunzioni P-N, i diodi a semiconduttore e i componenti passivi che sono presenti nei dispositivi completi a circuiti integrati. I dispositivi a tre terminali, transistore bipolare, ad effetto di campo FET e MOS, sono trattati esaurientemente, come funzionamento fisico, e brevemente come proprietà circuitali esterne, nel sesto capitolo. I limiti di funzionamento in alta frequenza dei transistori bipolari convenzionali (specie nel campo delle microonde) sono poi posti in luce nel settimo capitolo.

Da ciò si prende spunto per studiare l'amplificazione parametrica e la generazione di armoniche mediante varactor. Sono poi accuratamente descritti i diodi step-recovery, i diodi tunnel e diodi Gunn. Sono inoltre analizzati il meccanismo fisico e le applicazioni attuali e previste del diodo impatt. In particolare sono studiati i diodi valanga che, mediante la tecnica dell'impiantamento degli ioni consistente nell'iniezione di ioni all'interno del cristallo mediante bombardamento (cioè sfruttando la loro energia cinetica) anziché mediante tecniche di diffusione termica, consentono di ottenere potenza nel campo delle microonde pari a 500 mW a 50 GHz oppure 136 mW a 92 GHz. Dopo l'ottavo capitolo, che tratta dei dispositivi interruttori elettronici utilizzanti materiali amorfi, si passa al nono capitolo che tratta della tecnologia dei semiconduttori.

L'ultimo capitolo è dedicato ad alcuni aspetti applicativi dei dispositivi a semiconduttori come elementi di circuiti. Sono trattati alcuni circuiti fondamentali amplificatori con transistori bipolari; altri circuiti riguardano il diodo Gunn con l'analisi dei dispositivi passivi a microonde ad esso associati.

Nel complesso si tratta di un testo agile e completo, a livello intermedio, sia per studio sistematico, sia di consultazione data la indovinata struttturazione del libro.

Ecco l'elenco dei capitoli con l'indicazione della pagina di inizio:

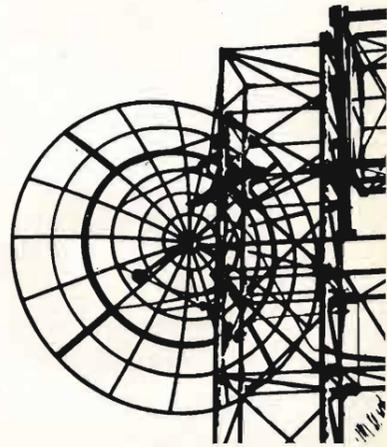


V.B. (1528(

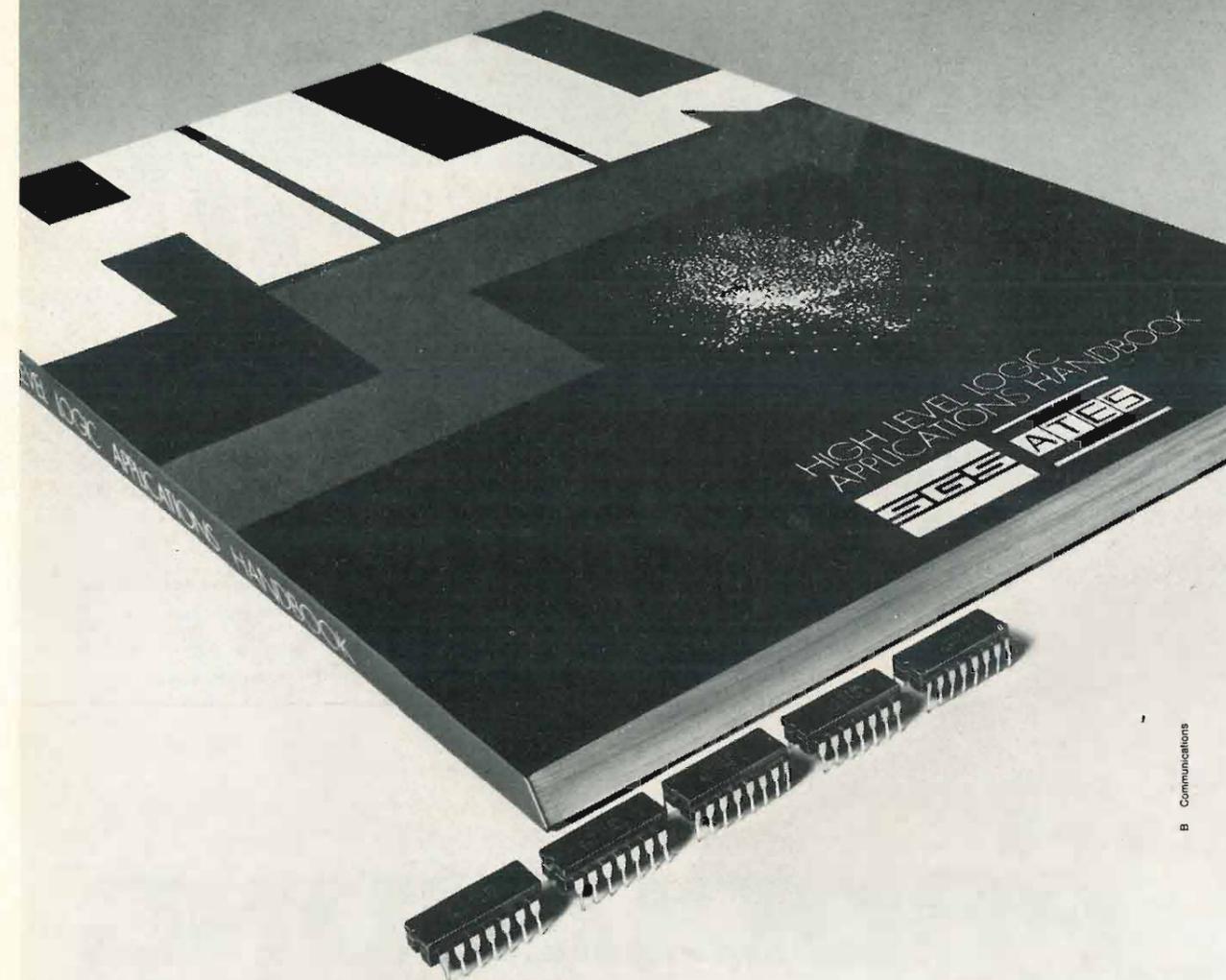


STAMPATO DALLA ILTE INDUSTRIA LIBRARIA TIPOGRAFICA EDITRICE - CORSO BRAMANTE, 20 - TORINO - 12-1972
Spedizione in abbonamento postale - gruppo IV/70

Ponti radio a piccola, media e grande capacità - Ponti radio televisivi - Multiplex video radar - Ponti radio militari - Sistemi integrati per telecomunicazioni - Traslatori televisivi e sistemi per televisione - Apparecchiature terrestri per comunicazioni via satellite

# selenia telecomunicazioni

INDUSTRIE ELETTRONICHE ASSOCIATE S.p.A.
DIVISIONE RADIOCOMUNICAZIONI - ROMA

# I Bestseller

B Communications

## Sei nuovi elementi nella nostra famiglia HLL
### (cinque nuovi circuiti e un manuale)

I circuiti integrati «High Level Logic» della serie H 100 ATES/SGS, presentano il più vasto campo di tensioni di alimentazione attualmente disponibile (da 10.8 V a 20 V). Ciò permette un corretto funzionamento anche con alimentatori non perfettamente stabilizzati. Questo vantaggio, cui si aggiungono l'elevata immunità al rumore (5 V con $V_{cc}$ = 15 V) e un fan-out di 25 (caso peggiore), fa di questi dispositivi la logica alternativa — anche per il minor costo ed ingombro — ai componenti elettromeccanici in ambienti con elevato rumore elettrico. Con l'aggiunta di 5 nuove funzioni logiche, la serie H 100 è ora composta da 19 elementi: una completa famiglia logica ad alto livello, compatibile con i sistemi TTL, DTL e MOS. Le applicazioni e i criteri di progetto sono contenuti nel nuovo manuale «High Level Logic Applications Handbook», disponibile su richiesta a Lit. 1.800.

La serie H 100 ATES/SGS (* nuovo tipo):

H 102 Quad 2-input gate
H 103 Triple 3-input gate
H 104 Exp. dual 4-input gate
* H 105 Exp. dual 2-wide 2-input AND-OR inverter
H 109 Exp. dual 4-input AND power gate
H 110 Dual JK flip-flop with separate preset
H 111 Dual JK flip-flop with separate preset and clear
* H 112 Hex inverter (open collector)
H 113 High to low level quad converter
H 114 Low to high level quad converter
* H 115 Hex inverter with strobe (open collector)
H 117 One shot multivibrator
* H 118 Hex inverter with active pull-up
* H 119 Hex inverter with strobe active pull-up
H 122 Quad 2-input gate with passive pull-up
H 124 Dual 4-input gate with passive pull-up
H 156 4-bit binary counter
H 157 Decade counter
H 158 BCD to decimal decoder and driver

Via C. Olivetti 1, 20041 Agrate Brianza, Milano, tel.: 039-65341

LA PRODUZIONE PIU' AGGIORNATA

MISURATORI DI INTENSITA' DI CAMPO
CENTRALINI • AMPLIFICATORI D'ANTENNA
CENTRALINI A LARGA BANDA
MISCELATORI • DEMISCELATORI • PRESE
DERIVATORI • TRASLATORI

La THOMSON-CSF produce una linea di strumentazione impiegante tubi ad onda progressiva, in grado di offrire la più grande versatilità per quelle applicazioni in cui si richiedano Watt di radiofrequenza nella banda da 1 a 18 GHz.
Un'apparecchiatura di base ad elevata affidabilità, realizzata esclusivamente con componenti allo stato solido, consente di coprire l'intera gamma di frequenze con l'inserimento di sole cinque unità modulari contenenti il tubo ad onda progressiva. Grazie ad uno studio particolare dei circuiti di protezione, sono consentite migliaia di ore di funzionamento continuo esente da avarie.

| Apparecchiatura di base | Unità modulare | Banda di frequenza GHz | Potenza minima W | Guadagno dB |
|---|---|---|---|---|
| ALT. 1410 | AMP. 1413 | 1 - 2 | 6 | 30 |
| | AMP. 1414 | 1.7 - 2.7 | 8.5 | 30 |
| | AMP. 1415 | 2 - 4 | 8.5 | 33 |
| ALT. 1411 | AMP. 1416 | 4 - 8 | 6 | 33 |
| | AMP. 1417 | 8 - 12.4 | 3.5 | 38 |
| | AMP. 1418 | 12.4 - 18 | 1.5 | 38 |

THOMSON-CSF

THOMSON-CSF TUBI ELETTRONICI SRL
VIALE DEGLI AMMIRAGLI 71
ROMA - TEL. 63.80.143

Una seconda famiglia di amplificatori, facenti uso di tubi ad onda progressiva, permette invece di eliminare i problemi di interfaccia fra il tubo e l'unità di alimentazione, riducendo così le difficoltà di progettazione degli apparati.
Molti nostri tubi, infatti, possono essere integrati in unità modulari contenenti gli stessi circuiti di alimentazione; gli esempi che seguono rappresentano solo alcune di tali possibilità:

| Tipo numero | Banda di frequenza GHz | Banda di funzionamento MHz | Potenza minima W | Guadagno dB |
|---|---|---|---|---|
| TH 20021 | 1.7 - 2.7 | 1000 | 8 | 33 |
| BFA. 1298 | 2 - 4 | 600 | 10 | 30 |
| BFA. 1208 | 4 - 8 | 800 | 7 | 35 |
| BFA. 1209 | 8 - 12.4 | 700 | 4 | 40 |
| BFA. 1210 | 12.4 - 18 | 1000 | 2 | 40 |

Per maggiori informazioni sui nostri prodotti Vi preghiamo di rivolgerVi a:

Francia - THOMSON-CSF - Groupement Tubes Electroniques
8, rue Chasseloup-Laubat / 75015 PARIS / Tél. 566.70 04
Giappone - THOMSON-CSF JAPAN K.K. / Kyosho Building / 1-9-3
Hirakawa-Cho / Chiyoda-ku / TOKYO 〒 102 / Tel. (03) 264-6341
Gran Brittania - THOMSON-CSF Electronic Tubes Ltd / Bilton House, Uxbridge Road, Ealing / LONDON W5 2TT / Tel. 01-579 1857
Republica Federale di Germania - THOMSON-CSF Elektronenröhren GmbH
Am Leonhardsbrunn 10 / 6 FRANKFURT/Main / Tel. 70 20 99
Stati Uniti - THOMSON-CSF Electron Tubes, Inc. / 50 Rockefeller plaza
NEW YORK, N.Y. 10020 / (212) 489-0400
Svezia - THOMSON-CSF Elektronrör AB / Box 27080
S 10 251 STOCKHOLM 27 / Tel. 08/22 58 15

Tubi ad onda progressiva:
una linea di amplificatori versatili
nella gamma da 1 a 18 GHz